Colecția radio și televiziune

Emil Marian

Scheme și montaje de audiofrecvență

Editura Tehnică

ing. EMIL MARIAN

SCHEME ŞI MONTAJE DE AUDIOFRECVENŢĂ

EDITURA TEHNICĂ
Bucureşti 1992

Copyright © 1992, Editura Tehnică

Toate drepturile asupra acestei ediții sînt rezervate editurii

Adresa: EDITURA TEHNICĂ
Piața Presei Libere, 1
33 București, România
cod 79738

Redactor: BOGDAN ZOTTA
Tehnoredactor: OLIMPIADA NISTOR
Coperta: SIMONA DUMITRESCU

Bun de tipar: 12.08.1992
Coli tipar: 9,25
C.Z.: 621.375
ISBN 973—31—0437—X

S.C. „UNIVERSUL" S.A. c. 330

CUPRINS

1 Introducere 5

2 Preamplificatoare 18

2.1 Preamplificator pentru microfon 19
2.2 Preamplificator pentru doză piezoelectrică sau microfon 20
2.3 Preamplificator pentru doză ceramică 21
2.4 Preamplificator cu tranzistoare pentru doză electromagnetică 23
2.5 Preamplificator universal 25
2.6 Preamplificator cu posibilităţi multiple 26
2.7 Preamplificator pentru înregistrări 28
2.8 Preamplificatoare cu βA 741 29
2.9 Preamplificatoare Hi-Fi pentru picup 31
2.10 Preamplificator Hi-Fi pentru microfon şi doză electromagnetică 35
2.11 Montaje Hi-Fi cu βM 387 37

3 Corectoare de ton 40

3.1 Corectoare de ton tip loudness 40
3.2 Corector complex: bass, loudness, hiss, rumble 41
3.3 Efectul de spaţialitate 43
3.4 Corectoare de ton tip Baxandall 44
3.5 Filtru pentru discuri vechi 46
3.6 Corectoare de ton cu trei secţiuni 47
3.7 Corector de ton cu posibilităţi multiple 49
3.8 Corector de ton Hi-Fi 50
3.9 Egalizator parametric cu performanţe ridicate 51
3.10 Egalizator grafic Hi-Fi 53

4 Reducerea zgomotului 60

4.1 Reducător de brum 60
4.2 Reducător de zgomot 1 62
4.3 Reducător de zgomot 2 63
4.4 DNL 65
4.5 DNF 69
4.6 DNR 72
4.7 Limitator dinamic de zgomot (LDZ) 76
4.8 LDZ cu circuite integrate 78
4.9 Filtru de zgomot pentru discuri vechi 81
4.10 Filtru de zgomot „rumble" pentru picup 84
4.11 Sistemul Dolby B 88

5 Amplificatoare de putere 102

5.1 Noţiuni de bază 102
5.2 Scheme electrice 107
5.2.1 Amplificator de 5 W 107
5.2.2 Amplificator de 10 W 108
5.2.3 Amplificator cu tranzistoare super-beta 109
5.2.4 Amplificator de 15 W 110
5.2.5 Amplificator Hi-Fi de 25 W 111
5.2.6 Amplificator Hi-Fi de 35 W 112
5.2.7 Amplificator Hi-Fi de 60 W 113
5.2.8 Amplificator Hi-Fi de 75 W 114

5.2.9 Amplificator Hi-Fi hibrid 115
5.2.10 Amplificator cu TBA 570 118
5.2.11 Amplificator stereo de 5 W cu circuite integrate 121
5.2.12 Amplificator în punte cu circuite integrate 121
5.2.13 Amplificator de 50 W cu circuit integrat 122
5.3 Verificarea amplificatorului de audiofrecvență de putere 123

6 Montaje auxiliare 128

6.1 Indicator al prezenței tensiunii de rețea 128
6.2 Indicator de avarie 129
6.3 Clipping 129
6.4 Reglaj de volum compensat 130
6.5 Balans stereo 131
6.6 Controlul balansului stereo 133
6.7 Limitator pentru preamplificator de microfon 134
6.8 Adaptor pentru cablu lung 134
6.9 Mixer dinamic 135
6.10 VU-metre 137
6.11 Generator sinusoidal AF 138
6.12 Controlul volumului în curent continuu 140

7 Indicații constructive generale 142

7.1 Realizarea cablajului imprimat 142
7.2 Tehnica lipirii componentelor într-un montaj electronic 143
7.3 Ansamblul electroacustic 145

8 Bibliografie 147

1 INTRODUCERE

Orice ansamblu electronic este format totdeauna dintr-o serie de blocuri funcţionale interconectate între ele. Fiecare bloc electronic deţine o configuraţie bine definită — configuraţia de bază specifică funcţiilor pe care le are de îndeplinit. Indiferent de complexitatea schemelor electrice, există o serie de configuraţii de bază pentru fiecare bloc electronic. Principalele tipuri de etaje funcţionale prezente parţial sau integral în orice aparat electroacustic sînt următoarele :

— etajul de alimentare
— stabilizatorul de tensiune
— etajul preamplificator
— etajul corector de ton
— reducătorul de zgomot
— amplificatorul de putere
— etajul de semnalizare optică
— convertorul electroacustic de putere (boxele).

Interconectarea etajelor funcţionale menţionate anterior este prezentată în fig. 1.1.

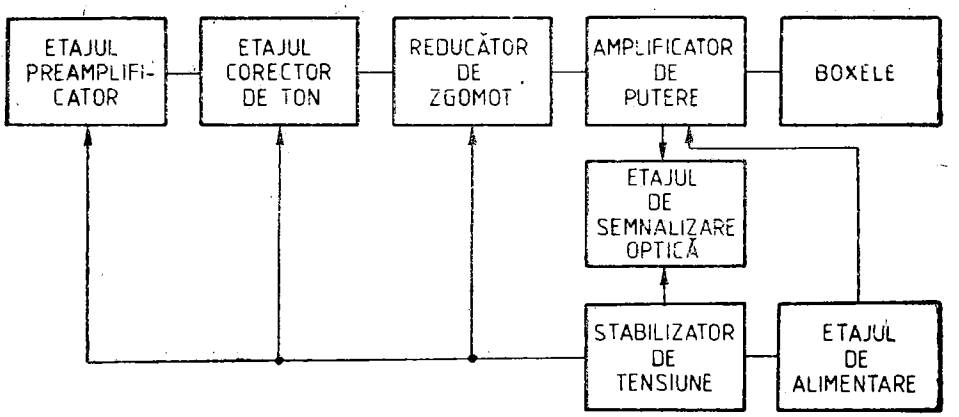


Figura 1.1 Etajele funcţionale ale unui sistem electroacustic.

Etajul de alimentare are rolul de a realiza transferul de putere de la reţeaua de alimentare la blocurile electronice din ansamblul electroacustic. Conversia energiei se face astfel încît parametrii definitorii iniţiali

pentru puterea electrică (curentul și tensiunea) sînt modificați conform necesităților energetice proprii fiecărui etaj funcțional. **Etajul stabilizator de tensiune** are rolul de a îmbunătăți alimentarea cu energie electrică a unor blocuri funcționale din complexul electroacustic, prin menținerea constantă a valorii tensiunii de alimentare, indiferent de consumul energetic (de curent) al acestora.

Etajul preamplificator acționează asupra nivelului semnalului audio util furnizat de unul din traductorii externi de informație electroacustică (microfon, doză de pick-up, cap de magnetofon etc.) în sensul măririi lui. Orice etaj preamplificator reprezintă practic un etaj de amplificare în tensiune a semnalului audio util.

Etajele de amplificare au fost prevăzute în cadrul aparaturii de audiofrecvență pentru mărirea nivelului unui semnal audio-util, de la o valoare inițială pînă la o valoare finală dorită prestabilită. Parametrii esențiali ai oricărui etaj de amplificare sînt următorii :

— impedanța de intrare Z_i,
— impedanța de ieșire Z_e,
— banda de frecvențe în care etajul de amplificare lucrează Δf,
— amplificarea semnalului în banda de frecvențe utilă A,
— raportul semnal-zgomot S/N,
— coeficientul de distorsiuni armonice THD,
— coeficientul de distorsiuni de intermodulație TID.

De obicei impedanțele de intrare și de ieșire depind în mare măsură de configurația schemei electrice a etajului de amplificare. Banda de frecvențe de lucru și raportul semnal-zgomot general ale etajului de amplificare depind în principal de tranzistoarele folosite și totodată de configurația schemei electrice. Amplificarea semnalului audio util este totdeauna invers proporțională cu coeficientul de distorsiuni THD și TID general al amplificatorului. Datorită acestui fapt, pentru a obține amplificări mari și totodată un coeficient de distorsiuni mici, de cele mai multe ori se înseriază mai multe etaje de amplificare. Pentru buna funcționare a unui etaj de amplificare se are în vedere și realizarea, indiferent de configurația schemei electrice analizate, a unei polarizări pentru fiecare tranzistor astfel încît acesta să nu lucreze în zona de blocare sau saturație, indiferent de amplitudinea semnalului audio util amplificat. În caz contrar distorsiunile THD și TID sînt inevitabile.

Etajul corector de ton este prevăzut în scopul modificării caracteristicii de transfer inițiale amplitudine-frecvență a semnalului audio util amplificat, conform unor norme sau, în general, preferințelor.

Reductorul de zgomot are rolul de a acționa asupra raportului semnal-zgomot propriu informației conținută de semnalul audio util, în sensul îmbunătățirii lui. Reducerea zgomotului unui semnal audio reprezintă o operație deosebit de complexă. Realizarea ei practică implică nu de puține ori unele sacrificii privind ansamblul continuu amplitudine-frecvență inițial al semnalului audio util.

Reducerea zgomotului de fond în aparatura electroacustică reprezintă o tehnică apărută concomitent cu perfecționarea continuă a sistemelor audio destinate redării unui program sonor într-o manieră cît mai apropiată de interpretarea originală. Tot mai frecvent se impune existența unei aparaturi astfel concepute încît raportul semnal-zgomot final să fie suficient de mare pentru o audiție corespunzătoare cerințelor Hi-Fi. Perfecționarea continuă a aparaturii de înregistrare magnetică, realizarea unor benzi magnetice cu caracteristici tot mai bune (benzile metalice) au implicat în ultimii ani apariția unor noi sisteme de reducere a zgomotului de fond, care au permis lărgirea gamei dinamice la 30—50 dB.

Zgomotul de fond este un „semnal" cu o tensiune echivalentă de amplitudine mică (1—3 mV) care se manifestă cu precădere atunci cînd semnalul audio util are un nivel mic (pasajele pianissimo) sau în pauzele dintre 2 pasaje muzicale. Spectrul audio al zgomotului de fond se situează în registrul frecvențelor audio medii-înalte. Practic, zgomotul de fond se manifestă din punct de vedere auditiv ca un fîșîit supărător, care este cu atît mai evident cu cît magnetofonul, casetofonul sau pick-upul redă mai bine frecvențele înalte. El reprezintă din punct de vedere

electric un semnal nedorit care se însumează din diverse motive cu semnalul audio util pe traseul pe care acesta îl parcurge în vederea conversiei finale electroacustice. Se face precizarea că nu tratăm aici zgomotul de fond care apare datorită imperfecțiunilor mecanice ale aparaturii electroacustice, sau filtrajului insuficient al tensiunilor de alimentare, defecte remediabile cu ușurință datorită perfecționărilor aduse în mod continuu în această privință. Se insistă asupra zgomotului de fond care ia naștere în momentul lecturării informației electroacustice stocate într-o anumită manieră (pe bandă magnetică, pe discuri etc.).

Sistemul de preaccentuare-dezaccentuare. Cel mai simplu mod de reducere a zgomotului de fond este de a-l filtra. Acest principiu este utilizat frecvent în radiodifuziune, unde majoritatea programelor muzicale sonore sînt întîi înregistrate pe bandă magnetică și apoi emise. Înainte de a fi emis, semnalul electric corespunzător programului muzical sonor este prelucrat. Se ridică în mod artificial nivelul frecvențelor medii-înalte și ulterior semnalul prelucrat este emis (fig. 1.2). La recepție se coboară nivelul frecvențelor medii-înalte prin intermediul unui filtru

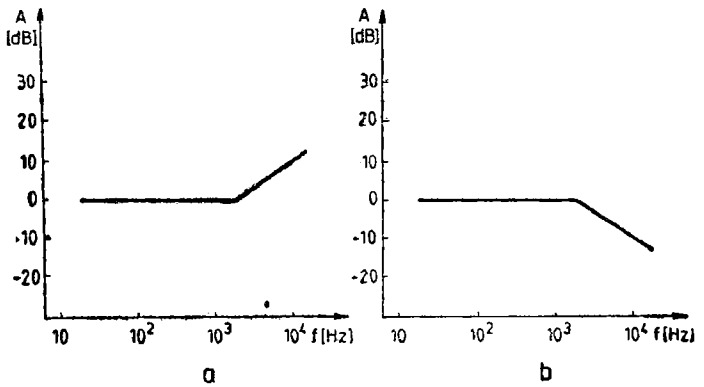


Figura 1.2 Funcționarea sistemului de preaccentuare-dezaccentuare: a) ridicarea frecvențelor medii-înalte; b) liniarizarea caracteristicii de transfer finale.

electric, a cărui caracteristică tensiune-frecvență este complementară celei utilizate la emisie. Concomitent, se coboară astfel și nivelul zgomotului de fond, care acum face parte din semnalul deja recepționat. Rezultă că informația audio utilă este readusă în timpul recepției la forma inițială, în timp ce zgomotul de fond trece prin filtrul de dezaccentuare și astfel este mult atenuat. Această tehnică de preaccentuare-dezaccentuare se folosește și la magnetofoane, în timpul înregistrării și ulterior redării programului muzical sonor. Acest lucru nu îmbunătățește însă cu mult raportul semnal-zgomot al unei înregistrări cu dinamică mare, chiar dacă se folosește pentru acest lucru o bandă magnetică bună (CrO_2, metal etc.).

Filtru dinamic. Filtrul dinamic reprezintă un filtru trece-jos cu bandă de trecere variabilă. Se modifică banda de trecere a filtrului în funcție de nivelul semnalului audio util de frecvență medie-înaltă. În absența semnalului audio sau atunci cînd spectrul lui conține semnale de frecvență medie-înaltă cu un nivel mic, banda de trecere a filtrului activ se micșorează la maximum (pînă la cca 1,5 kHz). În acest fel zgomotul de fond nu mai este amplificat și redat. De îndată ce nivelul frecvențelor medii-înalte crește, filtrul activ își mărește banda de trecere, astfel încît semnalul trece nemodificat spre etajele următoare de amplificare (fig. 1.3). Inconvenientul acestui tip de reducător de zgomot este că el atenuează și semnalul audio de nivel mic și frecvență înaltă, deoarece filtrul nu face diferența între acesta și zgomotul de fond decît prin amplitudinea nivelului. În consecință se obține o absorbție a zgomotului de fond dar și o atenuare a semnalelor foarte mici de frecvență medie-înaltă. Acest sistem de reducere a zgomotului are avantajul că nu schimbă caracteristica de transfer globală a lanțului electroacustic în care este intercalat, dacă bineînțeles filtrul dinamic este corect reglat.

Sistemul DNL. Realizat de firma Philips, este un dispozitiv de reducere a zgomotului care intervine numai în timpul redării. Principiul său constă în defazarea cu 180° a semnalelor de frecvență medie-înaltă de nivele mici, proprii semnalului audio util și reînsumarea lor cu semnalul audio inițial (nemodificat ca fază). Astfel, zgomotul de fond, aflat tocmai în zona frecvențelor medii-înalte și avînd un nivel mic, este complet eliminat. Sistemul DNL are același inconvenient ca și filtrul dinamic, deoarece semnalul util de nivel foarte mic din banda medii-înalte e și el eliminat.

Sisteme compresoare-expandoare liniare. Aceste sisteme se înrudesc oarecum cu sistemul de preaccentuare-dezaccentuare, deoarece utilizează tehnica operației complementare. Semnalul util destinat înregistrării pe bandă trece printr-un amplificator comandat în tensiune funcție de nivelul semnalului. Cînd semnalul are nivel mare se acționează asupra amplificatorului pentru a-i micșora nivelul. Cînd semnalul are nivel mic, i se mărește supli-

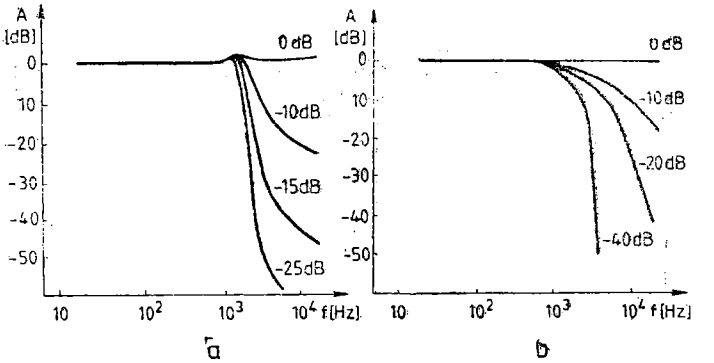


Figura 1.3 Funcționarea filtrului dinamic : a) filtru dinamic de ordinul 3 ; b) filtru dinamic tip DNL.

mentar amplitudinea (fig. 1.4). Astfel dinamica semnalului e mult redusă. De obicei, nivelul semnalului e „comprimat" cu raportul 1 : 2, dar unele firme folosesc un raport de 1 : 1,5. Compresia (sau expansiunea) se fac pornind de la un nivel anumit.

După această prelucrare, semnalul e înregistrat pe bandă. La redare e prelucrat invers, pentru a reveni la forma inițială.

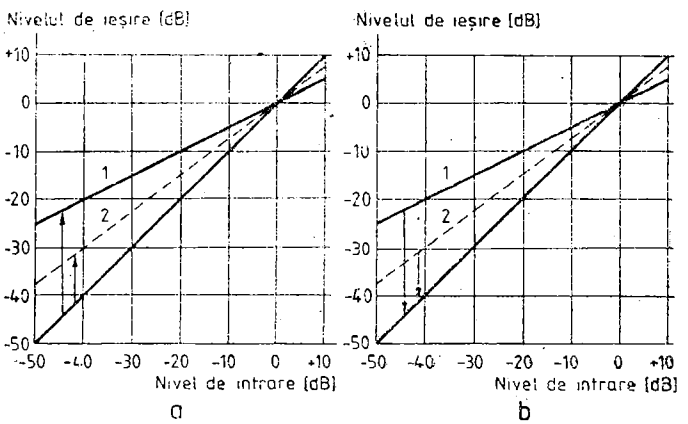


Figura 1.4 Funcționarea sistemului compresor-expandor liniar : a) preaccentuare ; b) dezaccentuare.

Sisteme compresoare-expandoare neliniare. Aceste sisteme realizează compresia-expandarea semnalului audio util tot în funcție de nivelul acestuia. Pentru semnalele audio de nivel mic se execută o expansiune, iar cele de nivel mare rămîn nemodificate. Concomitent cu compresia semnalelor de nivel mic realizată în momentul redării, este redus și zgomotul de fond care acum face parte din semnalul redat.

Sisteme cu tratament selectiv. Sistemul compresor-expandor lucrează într-o anumită plajă de frecvențe dată, mai largă sau mai îngustă, conform benzii de trecere audio a magnetofonului folosit. Pentru ca sistemul de prelucrare să devină selectiv, există posibilitatea de a introduce filtre pe traseul semnalului util, în diverse locuri ale montajului. Se obține în

acest fel un lanț electroacustic cu structură complementară. Acțiunea de prelucrare a semnalului inițial nu se aplică decît benzii de frecvențe delimitată de filtrul respectiv.

O a doua modalitate de filtraj este de a introduce un filtru care depinde de sistemul de măsurare a nivelului. Compresia-expandarea poate să lucreze doar pentru anumite frecvențe, iar pentru celelalte să nu lucreze. Banda de trecere a sistemului de detecție care stabilește nivelul de comandă, este inferioară celei de transmisie a semnalului audio util. În acest fel se delimitează modul de tratament compresor-expandor. El lucrează doar pentru anumite niveluri ale frecvențelor prelucrate în vederea înregistrării-redării, care să elimine zgomotul de fond. Utilizînd una din aceste două metode de prelucrare a semnalului audio util, rapoartele de compresie—expansiune pot deveni variabile, în funcție de frecvența și nivelul lui.

Reducătoarele de zgomot comerciale. Ținînd cont de toate considerentele expuse anterior, s-au realizat practic o serie de sisteme de reducere a zgomotului de fond datorat, în cea mai mare parte, benzii magnetice.

Sistemul Dolby B lucrează în banda de frecvență 400 Hz — 18 kHz. El reprezintă un sistem neliniar de compresie-expandare a semnalului audio util în funcție de nivelul acestuia. Se prelucrează în special semnalele de frecvență medie-înaltă cu nivel mic. Spectrul de frecvență al semnalului audio util este prelucrat conform algoritmului prezentat în fig. 1.5. La redare se face prelucrarea după un algoritm complementar celui folosit la înregistrare. Ameliorarea raportului semnal-zgomot al sistemului Dolby B este de cca 10 dB.

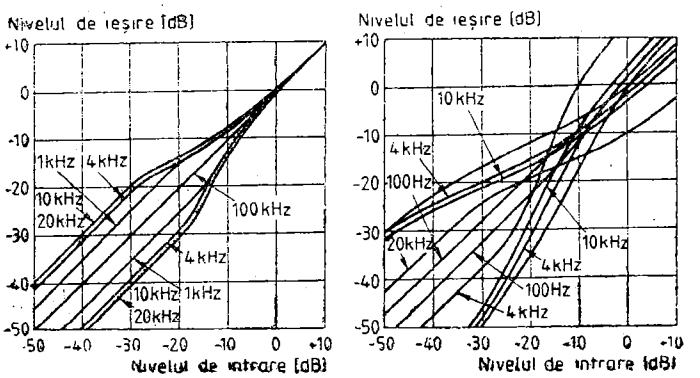


Figura 1.5 Funcționarea sistemului Dolby: a) sistemul Dolby B; b) sistemul Dolby C.

Deoarece sistemul este sensibil la erorile de nivel, se cere o ajustare a sensibilității blocului de înregistrare pentru obținerea condițiilor optime de funcționare.

Alte sisteme comerciale mai răspîndite sînt:

- Dolby HX;
- Dolby C, o perfecționare adusă sistemului Dolby B, chiar de către dr. Ray Dolby;
- ANRS, folosit de firma JVC și compatibil cu Dolby B;
- Hi-COM, creat de firma Telefunken;
- Super D (Sanyo);
- Adress (Toshiba);
- DBX, Compander etc.

Amplificatorul de putere este prevăzut pentru mărirea puterii electrice a semnalului audio util în scopul conversiei lui electroacustice finale.

Amplificatorul de putere trebuie să dezvolte în sarcină o anumită putere, cu un randament cît mai bun și cu distorsiuni minime. Reglajul puterii dezvoltate de amplificator se face aproape întotdeauna prin modificarea nivelului semnalului alternativ de intrare. Impedanța de sarcină a unui amplificator de audiofrecvență este difuzorul, iar puterea transmisă acestuia variază în limite mari, de la cîțiva miliwați (volum minim) pînă la zeci de wați (volum maxim) funcție de valoarea dorită.

În scopul optimizării caracteristicilor de transfer, s-au imaginat niște modalități de funcționare a tranzistoarelor utilizate ca am-

plificatoare, indiferent de conexiunea în care lucrează. Astfel au apărut așa numitele clase de funcționare. Tranzistoarele din amplificatoarele de audiofrecvență de putere pot funcționa ca amplificatoare (de curent sau de tensiune) în următoarele clase : clasa A, clasa B, clasa AB, clasa C și clasa D. Alegerea clasei de funcționare și a conexiunii de lucru a tranzistoarelor se face în funcție de amplificarea în tensiune sau curent cerută, puterea maximă, distorsiunile maxime admise (*THD*) etc.

Se menționează că montînd tranzistoarele în conexiunea tip emitor comun se obține cea mai mare amplificare de putere. În același timp, conexiunea de tip colector comun conduce la cele mai simple scheme de amplificare în curent, evitînd etajele de adaptare suplimentară între amplificator și impedanța de sarcină (spre exemplu transformatorul de ieșire).

Amplificatoare în clasă A. Schema electrică de principiu și caracteristicile de funcționare statice și dinamice ale unui amplificator în clasă A sînt prezentate în fig. 1.6. S-a ales pentru exemplificarea modului de funcționare un montaj al tranzistorului amplasat într-o conexiune de tip emitor comun. Se observă că, pentru obținerea unui randament maxim, polarizarea etajului de amplificare trebuie astfel făcută încît, în regim de repaus, tensiunea din colectorul tranzistorului să prezinte valoarea :

$$U_{CO} \leqslant U_{CE_{max}}/2$$

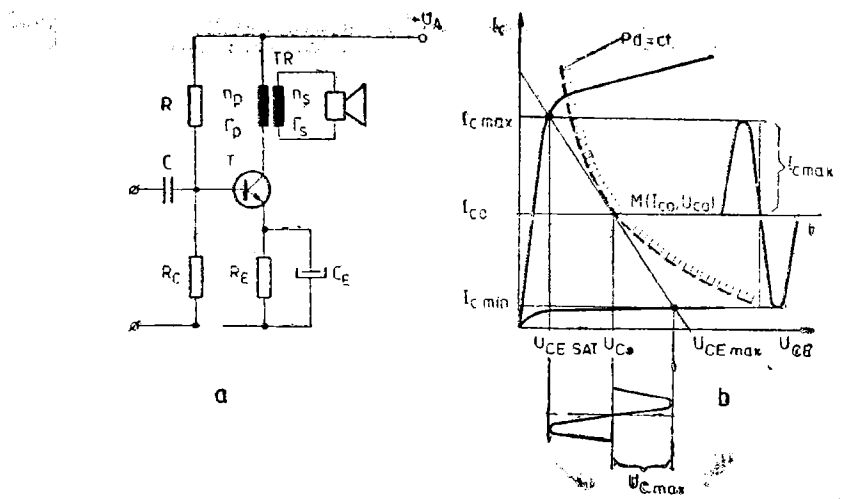


Figura 1.6 Amplificator în clasa A : a) schema electrică ; b) caracteristicile de funcționare.

În absența semnalului de intrare tranzistorul se află în punctul static de funcționare $M(U_{CO}, I_{CO})$ ale cărui coordonate tensiune—curent satisface ecuația dreptei de sarcină în regim static :

$$U_C = U_A - (R_E + r_p)I_C,$$

unde :

R_E = rezistența de sarcină echivalentă, r_p = rezistența înfășurării primare a transformatorului *TR*.

Este necesar totodată ca puterea disipată $P_d = U_{CE} I_C$ să se afle în permanență sub valorile situate pe o caracteristică dinamică ce constituie hiperbola de disipație termică a tranzistorului.

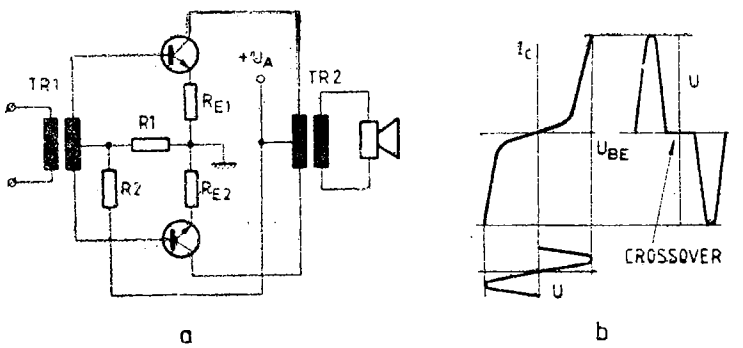
Randamentul acestei clase de funcționare este :

$$\eta_A \approx 0{,}45—0{,}5.$$

Mai mult de jumătate din puterea preluată de la sursa de alimentare, P_A, se pierde prin disipație termică, de aceea etajele de amplificare din clasa A se folosesc numai în cazul cînd puterea utilă și puterea disipată au valori mici, iar amplificarea în tensiune cerută în cazul montajului este mare (spre exemplu la etajul pilot).

Amplificatoare în clasă B. Aceste tipuri de amplificatoare folosesc două tranzistoare care amplifică pe rînd (unul semialternanța pozitivă, iar celălalt semialternanța negativă)semialternanțele semnalului de intrare. Randamentul maxim se obține atunci cînd puterea absorbită de la sursa de alimentare este proporțională cu mărimea semnalului de intrare. Puterea în regim static de funcționare (în lipsa semnalului de intrare) este neglijabilă, deoarece tranzistoarele care lucrează în clasa B au punctul static de funcționare corespunzînd unui curent din baze $I_B = 0$, iar curenții de colector I_C sînt neglijabili.

Un exemplu de schemă electrică a unui amplificator în clasa B este prezentat în fig. 1.7.a. Caracteristicile statice și dinamice de funcționare sînt prezentate în fig. 1.7.b. Se observă că,



a b

Figura 1.7 Amplificator în clasa B : a) schema electrică ; b) caracteristicile de funcționare.

datorită transformatorului defazor TR_1, cele două semialternanțe ale semnalului alternativ de intrare se aplică succesiv pe bazele tranzistoarelor T_1 și T_2. Acestea realizează amplificarea în putere pentru fiecare semialternanță a semnalului de intrare alternativ, iar transformatorul de ieșire TR_2 reface forma de undă a semnalului alternativ, realizînd totodată și adaptarea de impedanță amplificator — sarcină (difuzor). Pentru eliminarea distorsiunilor de neracordare a celor două semialternanțe (Crossover) în momentul în care curenții de colector sînt mici, se polarizează corespunzător bazele tranzistoarelor T_1 și T_2, cu ajutorul divizorului de tensiune R_1, R_2. Datorită acestui fapt se obține totuși un mic curent de mers în gol (iar clasa reală de funcționare devine AB) absolut necesar pentru eliminarea inconvenientului. Randamentul unui montaj în clasa B bine dimensionat este de cca 0,6...0,7.

Amplificatoare în clasă AB. O clasă de funcționare intermediară între clasa A și clasa B este clasa AB. Caracteristica acestei clase de funcționare este faptul că, în absența semnalului alternativ de intrare, prin tranzistoarele finale circulă, datorită sistemului de polarizare, un curent (numit curent de mers în gol) mai mic decît cel caracteristic clasei A și mai mare decît în cazul clasei B. Poziția intermediară a punctului static de funcționare $M(U_{C_0}, I_{C_0})$ este determinată de polarizarea corespunzătoare a tranzistoarelor. Majoritatea etajelor finale de putere lucrează în clasa AB, datorită bunei comportări în ceea ce privește randamentul și distorsiunile (THD). Caracteristicile statice și dinamice de funcționare ale unui amplificator în clasa AB sînt prezentate în fig. 1.8.

Configurațiile de bază ale schemelor electrice (indiferent de polarizarea în clasa B sau AB) sînt următoarele :

— amplificator simetric în contratimp, cu transformator defazor și transformator de ieșire (fig. 1.7.a).

— amplificator simetric în contratimp cu transformator defazor fără transformator de ieșire, cu alimentare de la două surse de tensiune (fig. 1.9),

— amplificator în contratimp cu tranzistoare complementare fără transformator de ieșire (fig. 1.10),

— amplificator sistem Mullard, în modul II (fig. 1.11). Acest tip de amplificator lucrează cu un curent total constant iar amplitudinea semnalului de intrare determină, datorită configurației electrice, clasa de funcționare după cum urmează :

— pînă la 40 % din putere — clasa A,

— 40 % — 09 % din putere — clasa AB,
— ≥ 90 % din puterea totală — clasa B.

Amplificatorul Mullard se remarcă printr-un procent de distorsiuni THD foarte redus.

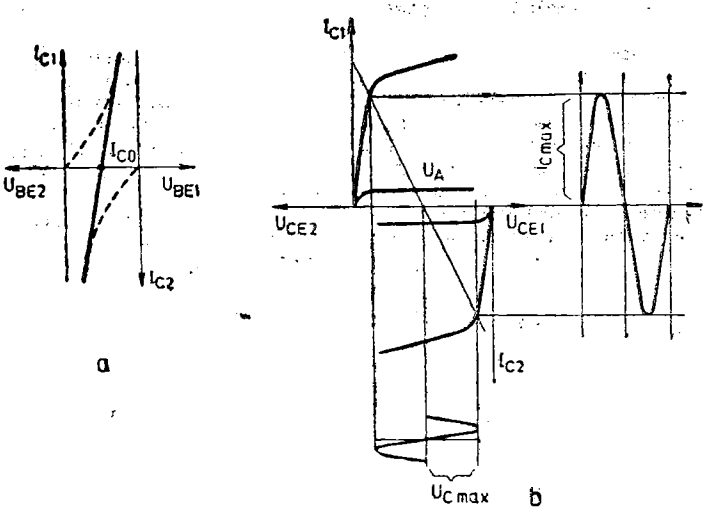


Figura 1.8 Caracteristicile de funcţionare ale amplificatorului în clasa AB : a) caracteristica statică ; b) caracteristicile dinamice.

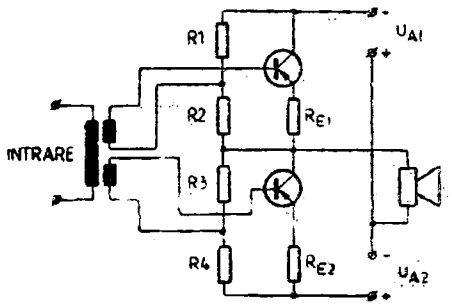


Figura 1.9 Amplificator simetric în contratimp cu transformator de defazare.

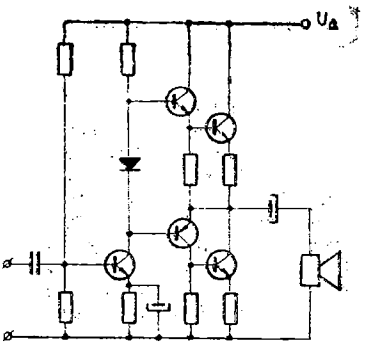


Figura 1.10 Amplificator simetric în contratimp cu tranzistoare complementare.

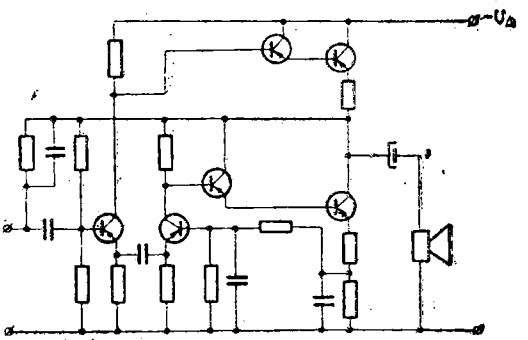


Figura 1.11 Amplificator Mullard în modul π.

Puterea amplificatorului de audiofrecvenţă. Puterea de ieşire a unui amplificator de audiofrecvenţă reprezintă puterea pe care aceasta o poate debita, avînd ca impedanţă de sarcină difuzorul (grupul de difuzoare din incinta acustică) :

$$P = \frac{U^2_{RMS}}{Z},$$

unde : U_{RMS} = valoarea eficace a tensiunii de ieşire a amplificatorului, Z = valoarea impedanţei de sarcină.

În general fiecare amplificator de audiofrecvenţă de putere are menţionată, printre caracteristicile date de firma producătoare, valoarea puterii de ieşire.

Faptul care de cele mai multe ori nu este precizat constă în totalitatea condiţiilor în care este măsurată această putere. În multe cazuri, puterea de ieşire este indicată doar pentru o singură frecvenţă a semnalului de intrare — de cele mai multe ori 1000 Hz. Amplificatoarele ieftine, „de larg consum", au înscrisă în cartea tehnică valoarea puterii de ieşire la frecvenţele medii, presupunîndu-se cunoscut faptul că puterea scade spre extremităţile benzii de audiofrecvenţă.

Deoarece performanţele amplificatorului depind, în această privinţă, de tipul schemei electrice folosite şi totodată de componentele electrice utilizate, este de aşteptat ca o livrare liniară a puterii în întreaga bandă de audiofrecvenţă să fie garantată doar pentru un produs complex, avînd un preţ de cost ridicat. De obicei, puterea unui amplificator de audiofrecvenţă se precizează pentru un semnal de intrare cu formă de undă sinusoidală.

Cel mai frecvent sînt precizate în cataloagele firmelor producătoare următoarele puteri (una dintre ele) :

— puterea maximă sinusoidală,
— puterea nominală,
— puterea continuă,
— puterea de vîrf,
— puterea muzicală (IHFM).

În majoritatea ţărilor europene se utilizează ca dată de catalog puterea maximă sinusoidală.

Ea reprezintă valoarea puterii maxime eficace pentru o formă de undă sinusoidală a semnalului electric amplificat. Puterea nominală se mai numeşte frecvent putere maximă sinusoidală sau putere continuă fiind prezentată sub această denumire în unele cataloage ale firmelor producătoare de amplificatoare de audiofrecvenţă din SUA şi Japonia.

Puterea de vîrf (peak power) reprezintă dublul puterii maxime sinusoidale.

Puterea muzicală IHFM (Institute of High Fidelity Manufacturers) se referă la puterea, cu distorsiuni sub 1 %, măsurată pentru un semnal de intrare care aproximează o formă de undă a semnalului electric alternativ muzical, din regimul normal de exploatare. Puterea muzicală IHFM este de 1,4 — 1,5 ori mai mare decît puterea nominală.

Măsurătorile (şi prezentarea datelor) pentru aflarea puterii unui amplificator de audiofrecvenţă se fac utilizînd forma de undă sinusoidală a semnalului de intrare. Odată cu apariţia unor noi firme producătoare de echipament electroacustic s-au prezentat în prospectele acestora şi alte valori decît cele pentru puterea nominală, rezultatul (şi evident scopul) utilizării fiind o reclamă pentru produsul respectiv. Acest lucru poate deruta pe amatorul de complexe electroacustice cu performanţe superioare care nu este informat asupra modului de notare al puterilor. Singura comparaţie reală între două amplificatoare de audiofrecvenţă care au aceeaşi putere se poate face doar utilizînd ca semnal de intrare semnalul cu formă sinusoidală şi comparînd, pentru aceeaşi impendanţă de sarcină, valorile puterilor maxime sinusoidale.

Un factor deosebit de important, caracteristic unui amplificator de audiofrecvenţă, îl reprezintă „răspunsul în frecvenţă" al acestuia, adică modul de comportare a puterii de ieşire a amplificatorului în întreaga bandă de audiofrecvenţă. Pentru un amplificator Hi-Fi, abaterea de la un răspuns liniar este foarte mică. Standardul european DIN 45 500 recomandă o valoare de maxim $\pm$ 1,5 dB în ceea ce priveşte abaterea de la puterea nominală în gama de frecvenţă 40 Hz $\div$ 16 000 Hz. Peste 20 kHz se admite ca puterea să scadă treptat, iar sub 20 Hz ea este intenţionat atenuată datorită considerentelor de ordin fiziologic (vibraţiile de joasă frecvenţă sînt dăunătoare pentru organismul uman).

Distorsiunile în amplificatoarele de audiofrecvenţă. Problema distorsiunilor în amplificatoarele de audiofrecvenţă se află permanent în atenţia constructorilor de aparataj electroacustic.

Un mod net de a diferenţia două amplificatoare de audiofrecvenţă de aceeaşi putere construite de firme diferite este modul cum acestea se

comportă în privința distorsiunilor neliniare. Firmele specializate în construcția aparatajului electroacustic și constructorii amatori caută în permanență soluții noi pentru obținerea unor rezultate cît mai bune.

Distorsiunile pe care le introduce un amplificator de audiofrecvență se clasifică în două mari grupe și anume :

— distorsiuni liniare, care reprezintă abateri de amplitudine sau frecvență, exprimate printr-o funcție de transfer liniară ;

— distorsiuni neliniare, cauzate de relația neliniară dintre amplitudinile de intrare și ieșire ale semnalului util, deci o funcție de transfer neliniară.

Distorsiunile neliniare se clasifică în două grupe distincte :

— distorsiuni neliniare statice, dependente numai de amplitudinea semnalului ;

— distorsiuni neliniare dinamice dependente de amplitudinea și frecvența, faza sau de modul de comportare în timp a semnalului.

Distorsiunile neliniare statice. Fiecare etaj al unui amplificator are, în tot domeniul posibil de lucru, o funcție de transfer neliniară. Neliniaritățile se pot clasifica în trei grupe principale :

— neliniaritate de tip S ;
— nelinearitate datorată neracordării semialternanțelor semnalului, numită crossover ;
— nelinlaritate datorată limitărilor semnalului, denumită clipping.

Aceste neliniarități tipice sînt prezentate în fig. 1.12.

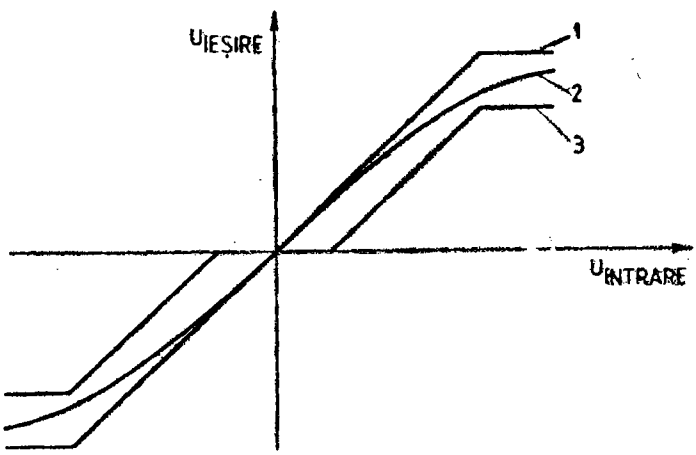


Figura 1.12 Distorsiuni neliniare statice : *1* — clipping, *2* — neliniaritate de tip S, *3* — crossover.

Neliniaritatea de tip S poate apărea din mai multe motive. În cazul tranzistoarelor ea rezultă datorită dependenței neliniare a amplificării de curent față de curentul de colector, neliniarității tensiunii bază-emitor caracteristice, neliniarității de tip avalanșă a curentului de colector datorită tensiunii colector-emitor etc. În cazul utilizării transformatoarelor de cuplaj sau ieșire neliniaritățile lor datorate saturației circuitului magnetic au o deosebită importanță. Influența surselor de neliniaritate S se poate elimina complet utilizînd reacția negativă locală, sarcina optimă și adaptarea între etaje. Cu prețul unui etaj de amplificare în plus care să compenseze pierderile de amplificare datorită reacției negative locale, problema este pe deplin rezolvabilă.

Neliniaritatea de tip crossover poate să apară la funcționarea unui etaj de audiofrecvență în clasa B. Datorită randamentului net superior clasei A în ceea ce privește puterea transmisă, majoritatea etajelor finale lucrează în clasa AB. Dacă nu se respectă o serie de factori esențiali în proiectare, apare în mod sigur distorsiunea de tip crossover. Aceasta se manifestă sub două forme, și anume crossover de neracordare și crossover de asimetrie. Crossoverul de neracordare reprezintă un gol în ceea ce privește racordarea celor două semialternanțe ale semnalului de audio.

frecvență. Crossoverul de acest tip este prezentat în fig. 1.13.a. Crossoverul de asimetrie apare atunci cînd există o asimetrie de tip a amplificării semnalului în ceea ce privește semialternanțele. Acest tip de distorsiune este prezentat în fig. 1.13.b. Distorsiunea crossover are următoarele cauze principale :

— descreșterea amplificării etajului în momentul apropierii de zero a celor două semialternanțe ale semnalului.

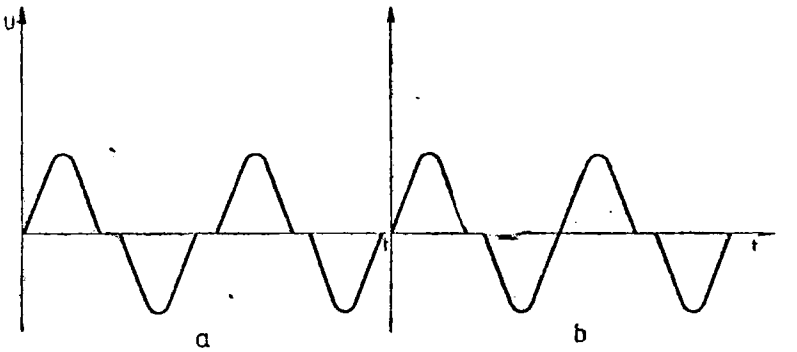


Figura 1.13 Distorsiuni de tip crossover : a) crossover de neracordare ; b) crossover de asimetrie.

— frecvența de tranziție diferită a tranzistoarelor sau grupului de tranzistoare finale aflate în componența etajului (de ex. secțiunea NPN comută mai rapid decît secțiunea PNP) care lucrează separat pentru fiecare semialternanță a semnalului.

În regiunea de trecere „prin zero" a semialternanțelor amplificarea în buclă deschisă a etajului scade simțitor. Datorită acestui lucru reacția negativă are efecte limitate. Distorsiunile crossover sînt deosebit de distinct sezizabile, neplăcute la audiția programului sonor, deoarece generează armonici și intermodulații în banda de audiofrecvență.

Neliniaritatea de tip clipping apare atunci cînd amplificatorul este supraîncărcat. Deci acest tip de neliniaritate apare numai în caz accidental. Deoarece pentru durate limitate de timp depășirile de sarcină există, în mod uzual, performanțele amplificatorului la suprasarcină devin importante. Sesizarea practică a distorsiunilor clipping depinde de mecanisul limitării, de panta acestuia (dacă e bruscă sau lină) etc. Se pot produce efecte secundare, deoarece limitarea agravează generarea armonicelor și distorsiunilor de intermodulație, Este de dorit ca panta limitării să fie mică, dar datorită reacției negative globale procesul are loc în avalanșă și limitarea devine „dură". Reacția negativă mai poate produce un exces de curent în etajul pilot al amplificatorului, fapt care agravează problemele de saturație și revenirea rapidă la funcționarea normală.

Limitarea cu pantă lină și reacția negativă globală rămîn două probleme contradictorii. Iată de ce un bun amplificator se dimensionează pentru o putere mai mare decît cea utilă, în scopul de a preveni pe cît posibil depășirile de sarcină nominală. Un amplificator de audiofrecvență se dimensionează inițial la o putere dublă față de cea utilă nu pentru a „scutura" cu el perdelele din casă și a deranja vecinii, ci doar pentru obținerea unei audiții normale nedistorsionate !

Distorsiuni neliniare dinamice. Distorsiunile neliniare dinamice apar atunci cînd conținutul în frecvență sau proprietățile de timp ale semnalului de intrare afectează funcția de transfer globală a amplificatorului. O neliniaritate de acest tip se numește neliniaritate dinamică. Ea are ca origine reacția negativă globală. Pentru exemplificare, să considerăm un amplificator cu o reacție negativă foarte puternică (fig. 1.14). La intrarea lui s-a aplicat un semnal tranzitoriu (un front de undă foarte abrupt și durată foarte mică) urmat imediat de un semnal sinusoidal. Deoarece reacția negativă este foarte puternică, amplificarea în bucla închisă rămîne la valoarea A (nu scade), dar amplificarea în buclă deschisă va scădea de la valoarea A_0 la A_0' și frecvența de tăiere f_t scade momentan cu una sau două decade la valoarea f_t' în timpul creșterii semnalului tranzitoriu. Acest lucru crecază modulația de fază a semnalului sinusoidal, dacă frecvența f_s este mai mică decît f_t' și modulația combinată de amplitudine și frecvență dacă f_s se află între f_t' și f_t (fig. 1.15). În ambele cazuri, modulația de amplitudine și fază implică creșterea componentelor de interferență între semnalul tranzistoriu și semnalul sinusoidal. Acest lucru duce la apariția distorsiunilor de intermodulație apreciabile. Într-un caz extrem, amplificarea

A_0 poate scădea la zero, implicînd o distorsiune de intermodulație de 100% a semnalului sinusoidal.

De aici rezultă importanța deosebită a unei proiectări îngrijite a amplificatorului, în așa fel încît reacția negativă globală să nu implice posibilitatea apariției acestui tip de distorsiune. De asemenea apare încă o dată condiția utilizării în montaj a unor tranzistoare cu frecvența de tăiere mult superioară frecvenței maxime a semnalului audio util. Un bun mijloc de evitare a distorsiunilor îl constituie și filtrajul semnalului audio inițial, astfel ca la etajele amplificatoare finale să nu ajungă semnale cu frecvența mai mare decît cele din banda de audiofrecvență.

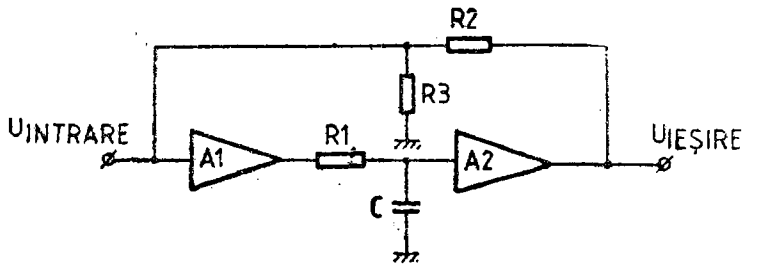


Figura 1.14 Neliniaritatea dinamică datorită reacției negative globale.

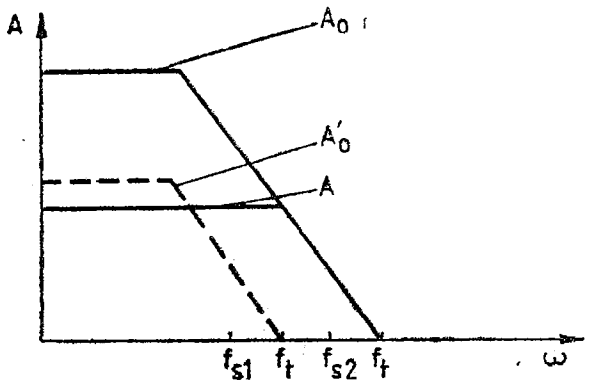


Figura 1.15 Modul de apariție a distorsiunilor neliniare dinamice.

Se definește coeficientul de distorsiuni astfel:

$$K = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + \ldots V_n^2 + N^2}{V_1^2}} \times 100 \ [\%],$$

unde V_1 = amplitudinea fundamentală; V_2, V_3, . . ., V_n = amplitudinile armonicilor de ordinul 2, 3, . . ., n; N = amplitudinea componentei de zgomot și brum.

Să nu uităm însă că amplificatorul de audiofrecvență este doar unul dintre elementele lanțului electroacustic.

Coeficientul de distorsiuni al lanțului electroacustic întreg reprezintă o medie patratică a coeficienților fiecărei componente:

$$K = \sqrt{\sum_1^n k_i^2}$$

Rezultă că, pentru obținerea unei audiții Hi-Fi, amplificatorul trebuie să prezinte un factor de distorsiuni minim, deoarece doar aici se pot lua măsuri pentru micșorarea coeficientului de distorsiuni global. Ceilalți coefi-

cienți sînt de natură industrială (datorați fabricantului de magnetofon, casetofon, pick-up și deci nu se pot modifica).

Standardul DIN 45 500 normează un amplificator Hi-Fi avînd un coeficient de distorsiuni mai mic de 0,7% în intervalul 40 Hz—4 000 Hz și de maxim 1% în întreaga bandă audio, la puterea nominală a amplificatorului. În prospectele firmelor de specialitate, coeficientul total de distorsiuni al unui amplificator este notat cu inițialele THD (total harmonic distorsion). Avînd în vedere că urechea umană sesizează distorsiunile începînd de la 2%, se observă importanța obținerii unui lanț electroacustic cu un THD cît mai mic. Să nu uităm că la puteri mai mici decît cea nominală, THD-ul scade parabolic. De aceea, pentru păstrarea unei dinamicii naturale a programului sonor audiat, amplificatorul nu se va folosi niciodată la puterea nominală și va fi astfel dimensionat încît să prezinte o rezervă de putere corespunzătoare.

Etajele de semnalizare optică a puterii transmise asigură un control comod și precis al transferului continuu de putere electroacustică.

Convertoarele electroacustice (incintele acustice sau boxele) sînt prevăzute obligatoriu în cadrul oricărui complex electroacustic, în scopul transformării finale energie electrică-energie acustică, necesară audiției programului muzical sonor.

În cele ce urmează, această carte își propune să se ocupe de ansamblurile propriu-zis electronice care intră în componența lanțului electroacustic : preamplificatoare, corectoare de ton, reductoare de zgomot, amplificatoare de putere și, în plus cîteva circuite auxiliare utile în aparatura de audiofrecvență. Fiecare schemă electronică este însoțită de precizarea tipurilor și valorilor componentelor folosite, de explicarea funcționării precum și de unele indicații utile pentru realizarea practică a montajelor respective.

2 PREAMPLIFICATOARE

Preamplificatorul este un etaj de amplificare în tensiune, care preia un semnal electric de ordinul de mărime al milivolților, mărindu-i amplitudinea la sute de milivolți. Preamplificatorul reprezintă unul din cele mai importante etaje. De performanțele lui depinde în final modul de reproducere a unui program muzical sonor, indiferent de sursa program inițială (sursă sonoră captată de microfon, bandă magnetică, disc etc.). Un sistem electroacustic dotat cu un preamplificator bun oferă totdeauna, indiferent de calitatea etajelor funcționale ulterioare, o reproducere sonoră de calitate bună. Dacă însă preamplificatorul este de slabă calitate, performanțele aparatului sînt cel mult medii, indiferent de corecțiile aduse ulterior semnalului audio util.

Cerințele pe care trebuie să le îndeplinească un preamplificator sînt următoarele :

— raport semnal/zgomot cît mai bun ;

— liniaritate în toată banda de audiofrecvență ;

— adaptare perfectă atît între impedanța sursei de semnal și impedanța sa de intrare cît și între impedanța sa de ieșire și impedanța de intrare a etajului următor ;

— zgomot de fond minim ;

— distorsiuni de tip THD și TID minime ;

— diafonia între cele 2 canale informaționale L și R (stînga și dreapta) minimă ;

— respectarea cu strictețe a caracteristicii de transfer intrare-ieșire (liniară, RIAA, NAB etc).

Altă cerință la un preamplificator este protecția la influențele electrice sau mecanice care ar putea înrăutăți funcționarea lui. Datorită acestui fapt, pentru evitarea cîmpurilor electromagnetice perturbatoare, totdeauna preamplificatorul se ecranează folosind un blindaj mecanic, conectat obligatoriu la masa montajului. Niciodată un preamplificator nu se amplasează lîngă transformatorul de rețea, motorul pick-upului sau magnetofonului, surse sigure de zgomot, deoarece în caz contrar orice efort pentru îmbunătățirea raportului semnal-zgomot rămîne inutil. În vederea evitării perturbațiilor mecanice, preamplificatorul se protejează printr-o amplasare și rigidizare corespunzătoare în complexul electroacustic unde funcționează.

Alt considerent în vederea optimizării funcționării preamplificatorului este alimentarea sa de la o sursă de tensiune stabilizată, dotată cu

un filtraj foarte bun. De cele mai multe ori în aparatura Hi-Fi se recurge la realizarea unui stabilizator de tensiune separat.

2.1 PREAMPLIFICATOR PENTRU MICROFON

Preamplificatorul pentru microfon prezentat în fig. 2.1 îndeplinește toate cerințele de amplificare liniară a unui semnal electric de nivel mic (de ordinul milivolților) în întreaga bandă de audiofrecvență, cu distorsiuni minime, avînd concomitent un raport semnal/zgomot foarte bun. Performanțele preamplificatorului :

- impedanța de intrare $Z_i = 150$ kΩ ;
- impedanța de ieșire $Z_e = 1$ kΩ ;
- amplificarea în banda audio A = 40 dB ;
- tensiunea de intrare $U_i = 0{,}7$ mV ;
- banda de frecvență $\Delta f = 16$ Hz ÷ 20 kHz ;
- caracteristica de transfer liniară ;
- raport semnal-zgomot $S/N > 70$ dB ;
- distorsiuni armonice totale $THD < 0{,}2\%$;
- distorsiuni de intermodulație $TID < 0{,}6\%$.

Evaluînd cerințele menționate anterior pentru orice preamplificator, s-a ales o schemă electrică bazată pe utilizarea unui amplificator de tensiune de tip dublet. Semnalul de intrare provenit de la microfon se aplică la intrarea preamplificatorului prin intermediul condensatorului *C1*, în baza tranzistorului *T1*.

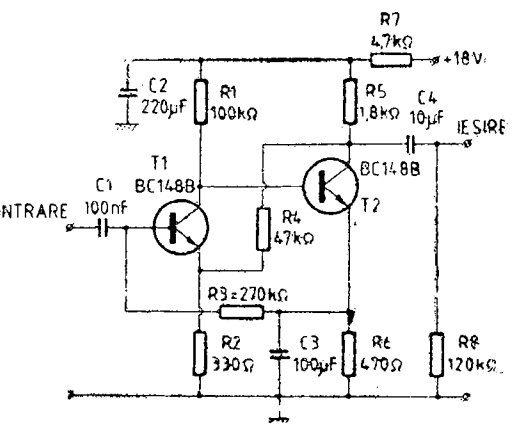


Figura 2.1 Preamplificator pentru microfon.

Polarizarea dubletului *T1 T2*, realizată de grupul *R6 R3*, asigură, odată cu adaptarea de impedanță microfon-montaj, și funcționarea într-o gamă largă de temperaturi. Semnalul electric amplificat de *T1* este preluat din colectorul acestuia și aplicat galvanic în baza tranzistorului *T2*. Acest cuplaj asigură, alături de o liniaritate foarte bună în ceea ce privește banda de frecvențe audio, păstrarea unor coeficienți *THD* și *TID* minimi. Amplificarea generală a montajului este determinată de raportul *R4/R2*. Semnalul amplificat de *T2* este transmis la ieșirea montajului prin intermediul grupului *C4 R8*. Grupul *R7 C2* a fost prevăzut pentru un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare a lui *T1*, în scopul optimizării raportului general semnal-zgomot al montajului.

Pentru realizarea practică se folosesc componente electrice de cea mai bună calitate (rezistențe cu peliculă metalică, condensatoare cu tantal etc.). Obligatoriu, montajul se ecranează iar conexiunile galvanice de la intrare și de la ieșire se realizează folosind conductori ecranați.

2.2 PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ PIEZOELECTRICĂ SAU MICROFON

Preamplificatorul (fig. 2.2) deține următoarele performanțe :
— impedanța de intrare 1,5 MΩ ;
— impedanța de ieșire 5 kΩ ;
— tensiunea de intrare 1 mV ;
— banda de frecvență 16 Hz — 20 kHz ;
— amplificarea în banda de frecvență 30 dB ;
— caracteristica de transfer : liniară ;
— raport semnal/zgomot > 65 dB ;
— distorsiuni armonice totale < 0,15% ;
— distorsiuni de intermodulație < 0,04%.

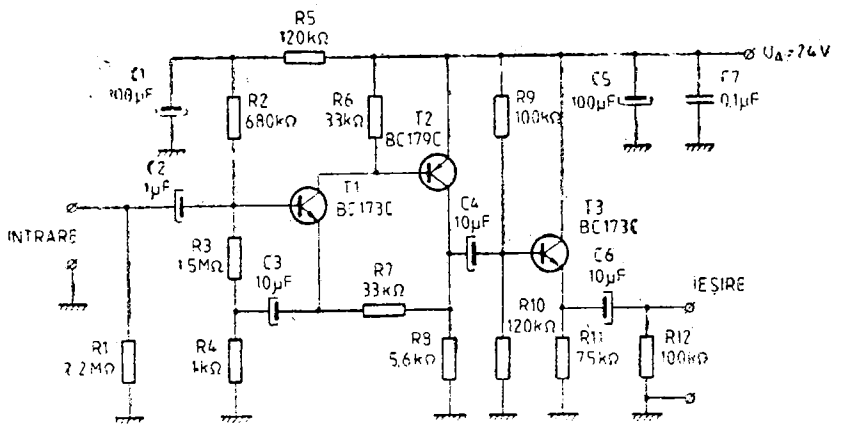


Figura 2.2 Preamplificator pentru doză piezoelectrică sau microfon

Analizînd schema electrică a montajului se observă că grupul de tranzistoare *T1* și *T2* realizează un dublet care determină amplificarea finală a preamplificatorului. Condensatorul de intrare *C1* este amplasat la intrarea montajului, pentru separarea acestuia din punct de vedere galvanic față de sursa de semnal (microfon sau doză piezoelectrică). Polarizarea lui *T1* se face de către grupul de rezistențe *R2 R3 R4*. Rezistența *R5* împreună cu condensatorul *C1* realizează un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare destinate polarizării lui *T1*. Conectarea condensatorului *C3* între emitorul tranzistorului *T1* și rezistențele *R3* și *R4* reprezintă o conexiune bootstrap, care facilitează obținerea unei impedanțe mari de intrare. Semnalul preluat din colectorul lui *T1* este aplicat galvanic în baza lui *T2*, amplasat ca amplificator de tensiune. Amplificarea dubletului *T1* — *T2* este reglementată de raportul rezistențelor *R7* și *R4*. Din colectorul lui *T2* prin intermediul condensatorului *C4* semnalul amplificat se aplică etajului de tip repetor pe emitor care conține tranzistorul *T3*. Semnalul de ieșire se preia din emitorul lui *T3* prin intermediul grupului *C6 R12*.

Alimentarea preamplificatorului se face obligatoriu de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată. Atît montajul cît și cablurile de conexiune galvanică intrare-ieșire sînt obligatoriu ecranate.

2.3 PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ CERAMICĂ

Este cunoscut faptul că cele mai bune rezultate, la redarea discurilor, sînt în exclusivitate ale pick-up-urilor echipate cu doze electromagnetice. Totuși, o serie de firme din străinătate mai produc pick-up-uri echipate cu doze ceramice care, folosind un echipament electronic adecvat, permit obținerea unor rezultate bune.

Doza ceramică, alături de calitățile sale, prezintă și două inconveniente principale de care trebuie să se țină cont la proiectarea și realizarea preamplificatorului, și anume :

— deține din construcție o capacitate intrinsecă de 180 — 2000 pF, care are ca efect imediat înrăutățirea redării frecvențelor joase,

— poate interacționa cu brațul mecanic al pick-upului (problema rezonanței mecanice).

Rezultă o serie de cerințe pe care preamplificatorul trebuie să le îndeplinească :

— realizarea schemei electrice în așa fel încît răspunsul la frecvențe joase să nu depindă de impedanța de ieșire a dozei (în special de capacitatea ei intrinsecă),

— posibilitatea de corecție în privința egalizării mecanice și eliminarea rezonanțelor parazite,

— prezența corecției de frecvență de tip RIAA,

— zgomot redus și distorsiuni minime,

— adaptarea impedanțelor doză-preamplificator-corector de ton.

O primă soluție ar fi realizarea unui preamplificator cu o impedanță de intrare foarte mare. Caracteristica amplitudine-frecvență a unui astfel de preamplificator este prezentată în fig. 2.3. În cazul unor impedanțe de

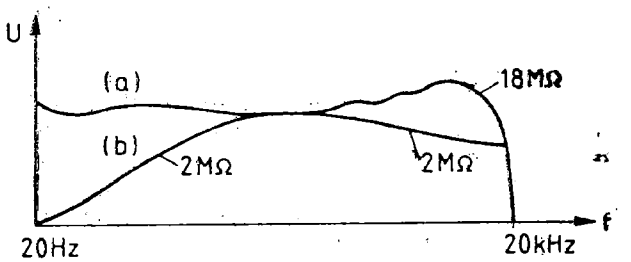


Figura 2.3 Caracteristicile amplitudine-frecvență : a) $Z = 18$ MΩ ; b) $Z = 2$ MΩ.

intrare diferite se observă că preamplificatorul cu impedanța de intrare foarte mare ($Z_i = 18$ MΩ) are un răspuns amplitudine-frecvență aproape perfect față de preamplificatorul cu impedanță de intrare mai mică ($Z_i = 2$ MΩ). Se observă că o impedanță de intrare mică implică atenuări importante la frecvențele înalte și mai ales la cele joase.

Soluția utilizării preamplificatorului cu impedanță de intrare mare prezintă însă inconvenientul unui raport semnal-zgomot redus și în același timp apar condiții favorabile distorsiunilor datorate rezonanței mecanice (rumble).

A doua soluție constă în realizarea unor compensări și reacții astfel alese încît caracteristica de ieșire amplitudine-frecvență să corespundă

normativelor RIAA și în același timp impedanța de intrare mai redusă să anuleze posibilitatea rezonanței mecanice nedorite.

Schema electrică a preamplificatorului este prezentată în fig. 2.4. Se observă la intrarea preamplificatorului grupul *C1 C2 R1*, care, în funcție de tipul dozei folosite, realizează o adaptare corespunzătoare. Valorile

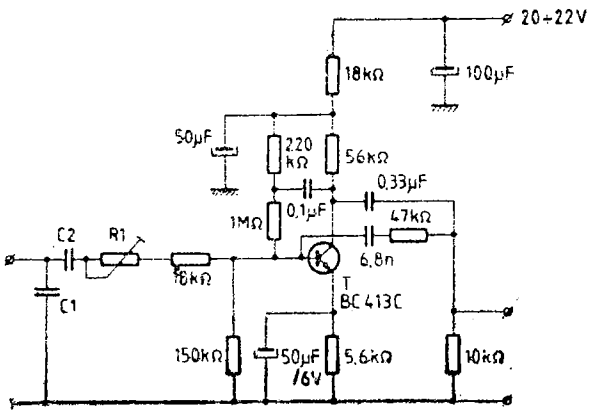


Figura 2.4 Preamplificator pentru doza ceramică.

componentelor în funcție de tipul dozei sînt prezentate în tabelul de mai jos. Semnalul audio se aplică apoi în baza tranzistorului *T* cu zgomot propriu cît mai redus. Analizînd schema electrică se observă prezența unor bucle de reacție RC, în colectorul și emitorul tranzistorului *T*. Acestea au rolul de a reduce rumble-ul și de a imprima preamplificatorului o caracteristică de transfer în conformitate cu normativele RIAA.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo (după tipul dozei). Se vor respecta toate cerințele legate de tipul montajului, și anume : trasee scurte, traseul de masă lat (minim 3 mm), evitarea buclei de masă etc. Se vor folosi componente de bună calitate (rezistențe RPM, condensatori multistrat etc.). După realizare se alimentează montajul la tensiunea prescrisă și prin cîteva încercări se stabilește valoarea optimă a rezistenței *R1*. Obligatoriu se folosesc, pentru cuplajele electrice doză-preamplificator-corector de ton, cabluri ecranate. Montajul se ecranează într-o cutie din tablă de aluminiu sau fier, de grosime minimă 1,5 mm. Realizat și montat, preamplificatorul va confirma pe deplin faptul că și cu o doză ceramică se pot face audiții de calitate.

Preamplificatorul prezintă următoarele performanțe :

— impedanța de intrare 100 kΩ ;
— impedanța de ieșire 10 kΩ ;
— tensiunea de intrare 1 mV ;
— banda de frecvență 16 Hz — 20 kHz ;
— amplificarea la frecvența de 1 kHz : 40 dB ;
— caracteristica de transfer : RIAA ;
— raport semnal-zgomot $\geq$ 65 dB ;
— distorsiuni armonice totale $\leq$ 0,1% ;
— distorsiuni de intermodulație $\leq$ 0,04%.

Valorile componentelor C1, C2, R1 din fig. 2.4

Tipul dozei	*C1*	*C2*	*R1*
DECCA DERAM GOLDRING CS91C	3,3 nF	0,1 μF	18—27 kΩ 56 kΩ
GOLDRING CS90 SONOTONE 9TAHC	3,3 nF	0,1 μF	56 kΩ 22 kΩ
CONNOISSEUR SCU1	3,3 nF	0,1 μF	0 Ω
BSR SC5M ACOS GP94/1 GARRARD KS40A	10 nF	6,8 nF	22—56 kΩ

2.4 PREAMPLIFICATOR CU TRANZISTOARE PENTRU DOZA ELECTROMAGNETICĂ

Cele mai reușite traductoare mecanoelectrice destinate preluării informației stocate pe disc sînt dozele electromagnetice. Un pick-up cu doză electromagnetică necesită un preamplificator bine realizat, deoarece semnalul electric furnizat de către doză prezintă o amplitudine redusă (3 mV, 47 kΩ).

În fig. 2.5 și fig. 2.6 sînt prezentate 2 scheme electrice de preamplificatoare pentru doză electromagnetică.

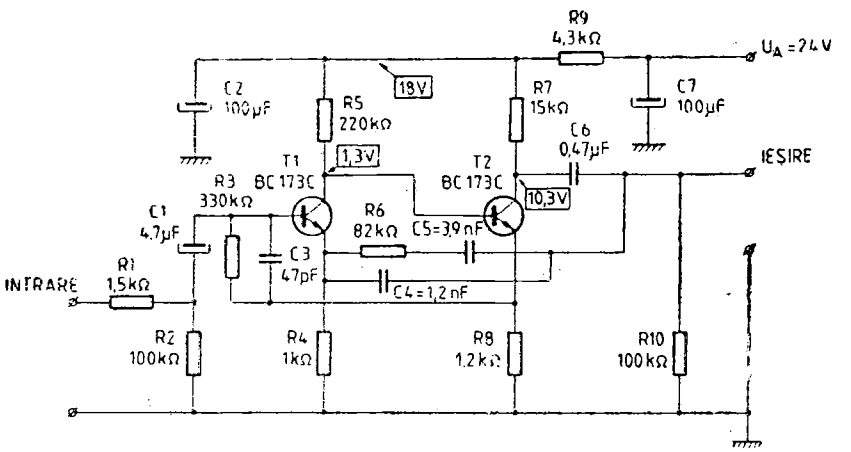


Figura 2.5 Preamplificator pentru doză electromagnetică — varianta 1.

Ambele montaje folosesc pentru amplificarea semnalului furnizat de doza electromagnetică un dublet de tranzistoare, montată în cascadă, dar diferă prin tipul polarizării. Pentru adaptarea impedanței de ieșire a dozei electromagnetice la impedanța de intrare a celor 2 preamplificatoare, s-au prevăzute cuplajele RC corespunzătoare. Polarizările primului tranzistor sînt

alese de așa natură încît să optimizeze funcționarea, în ceea ce privește amplificarea unui semnal de ordinul milivoltilor, și în același timp să permită obținerea unui raport semnal-zgomot cît mai bun. Pentru acest lucru primul tranzistor din cadrul dubletului este alimentat cu un curent mic, de ordinul sutelor de microamperi, prezentînd în același timp la colector, o tensiune redusă. Cuplajul cu al doilea tranzistor este galvanic, în vederea optimizării funcționării și eliminării inconvenientelor generate de cuplajul capacitiv dintre 2 etaje funcționale, cuplaj care la semnale mici ar putea introduce distorsiuni.

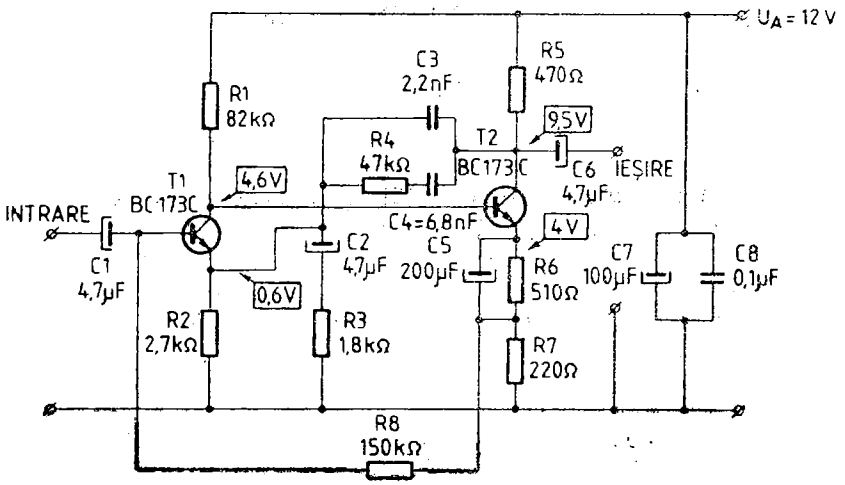


Figura 2.6 Preamplificator pentru doza electromagnetică — varianta 2.

La ambele variante de preamplificator se observă bucle de reacție negativă (*C3 R4 C4* la varianta 1 și *C4 C5 R6* la varianta 2) care oferă montajelor caracteristica de funcționare tip RIAA, necesară redării semnalelor culese de pe disc de către doza electromagnetică. După realizare montajul se ecranează obligatoriu. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată. Conexiunile galvanice la intrarea și ieșirea montajului se realizează obligatoriu folosind conductor ecranat.

Performanțele celor două preamplificatoare sînt următoarele:

	Fig. 2.5	Fig. 2.6
Impedanța de intrare	100 kΩ	100 kΩ
Impedanța de ieșire	100 Ω	10 kΩ
Tensiunea de intrare	3 mV	3 mV
Banda de frecvență	20 Hz — 22 kHz	16 Hz—20kHz
Amplificarea la $f = 1$ kHz	40 dB	40 dB
Caracteristica de transfer	RIAA	RIAA
Raport semnal/zgomot	$\geq$ 70 dB	$\geq$ 65 dB
Distorsiuni THD	$\leq$ 0,1%	$\leq$ 0,1%
Distorsiuni TID	$\leq$ 0,04%	$\leq$ 0,05%

2.5 PREAMPLIFICATOR UNIVERSAL

Preamplificatorul din fig. 2.7 prezintă următoarele performanțe:
— intrări TAPE : $Z_i = 100$ kΩ, $U_i = 0{,}4$ mV
PU MAG : $Z_i = 47$ kΩ, $U_i = 5$ mV
PU CER : $Z_i = 1{,}8$ MΩ, $U_i = 50$ mV
TUNER : $Z_i = 22$ kΩ, $U_i = 100$ mV
— impedanța de ieșire 10 kΩ
— tensiunea de ieșire 600 mV
— caracteristici de transfer : TAPE — NAB
PU MAG și PU CER — RIAA
TUNER — LINIAR
— banda de trecere 20 Hz — 20 kHz
— raport semnal-zgomot ⩾ 65 dB
— distorsiuni armonice totale ⩽ 0,2%
— distorsiuni de intermodulație ⩽ 0,1%

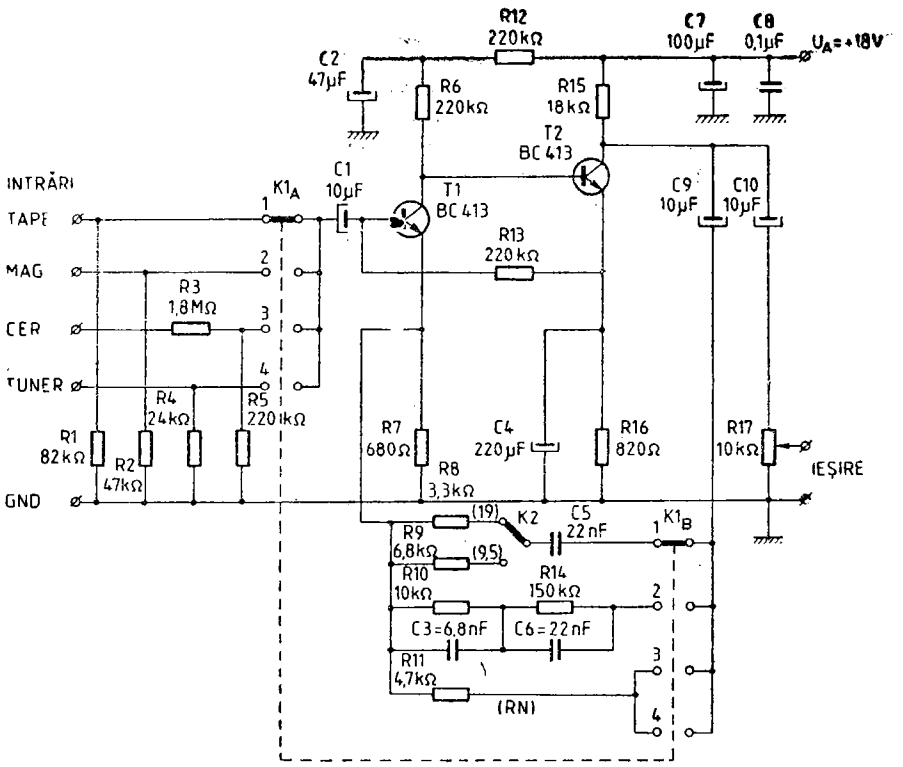


Figura 2.7 Preamplificator universal.

Pentru optimizarea montajului în ceea ce privește simplitatea schemei electrice, raportul semnal-zgomot, THD, TID, s-a ales folosirea a două etaje de amplificare conectate în cascadă. Selectorul de intrare *K1*, format dintr-un comutator cu doi galeți, 4 poziții, asigură selectarea sursei de semnal în conformitate cu modul de lucru ales.

Tranzistoarele folosite au zgomot propriu minim. Semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului *C1*, primului etaj de amplificare, care conţine tranzistorul *T1*. Polarizarea lui este astfel aleasă încît să permită funcţionarea montajului cu zgomot minim. În acelaşi scop s-a prevăzut un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare necesare tranzistorului *T1*, realizat de grupul *R1 C2*. Amplificarea etajului este 50 dB. Semnalul de intrare amplificat, preluat din colectorul tranzistorului *T1*, este transmis galvanic în baza tranzistorului *T2*. Etajul de amplificare ce conţine tranzistorul *T2* realizează o amplificare suplimentară de cca 32 dB. Amplificarea finală a montajului şi caracteristica de transfer necesară pentru fiecare sursă de semnal este realizată şi reglementată de bucla de reacţie negativă (RN).

Semnalul de ieşire se reglează cu ajutorul potenţiometrului *R 17*, în funcţie de nivelul necesar. Pentru alimentarea montajului se foloseşte o sursă de tensiune stabilizată şi foarte bine filtrată.

2.6 PREAMPLIFICATOR CU POSIBILITĂŢI MULTIPLE

Caracteristicile electrice sînt următoarele :

— intrări : microfon (10 mV/47 kΩ)
cap magnetic (4 mV/47 kΩ)
doză magnetică (3 mV/47 kΩ)
doză ceramică (20 mV)

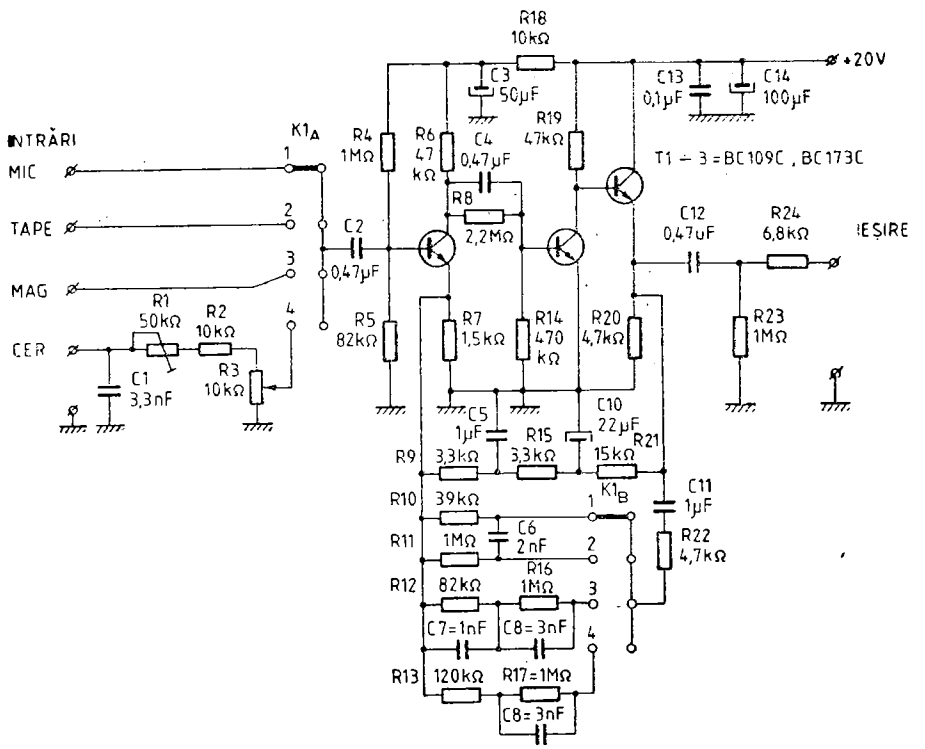


Figura 2.8 Preamplificator cu posibilităţi multiple.

— amplificarea : cca 47 dB
— distorsiuni armonice $THD < 0{,}02\%$
— raport semnal/zgomot ≥ 65 dB
— impedanța de ieșire $= 1$ kΩ

Semnalul electric se aplică de la sursă prin intermediul condensatorului *C2* în baza tranzistorului *T1*. Comutatorul *K1* prezintă două secțiuni, una dintre ele este pentru selectarea sursei de semnal și a doua pentru selectarea tipului de reacție negativă necesară caracteristicii de transfer intrare-ieșire. Semnalul audio este amplificat de etajul care conține tranzistorul *T1* și apoi aplicat etajului următor, care conține tranzistoarele *T2* și *T3*. Tranzistorul *T2* reprezintă un tampon între ieșirea etajului de intrare și tranzistorul *T3*, în scopul aplicării optime a reacției negative, selecționabile de a doua secțiune a comutatorului *K*. Reacția negativă conține corecțiile necesare : standard RIAA pentru doza magnetică și ceramică, NAB pentru imprimarea pe bandă magnetică și caracteristica liniară pentru microfon. Din colectorul lui *T2* semnalul audio este aplicat prin cuplaj direct în baza lui *T3*, iar semnalul de ieșire din preamplificator se preia din emitorul lui *T3* prin intermediul grupului *C12 R24*. În scopul unui filtraj suplimentar al tensiunii care se aplică etajului de intrare, este prevăzut grupul *C3 R18*, pentru tensiunea continuă destinată alimentării.

Pentru stabilitatea montajului s-a prevăzut rezistența *R23*, care constituie o sarcină constantă a etajului de ieșire. Tranzistorul *T3* constituie un montaj tip repetor pe emitor, care are rolul facilitării cuplajului ieșire preamplificator — intrare corector de ton.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu cupru, în varianta mono sau stereo. Se prevăd cose pentru firele care fac legătura între placă și comutatorul *K*. Firele de legătură vor fi în mod obligatoriu ecranate, cu ecranul conectat pe cablaj cît mai aproape de emitorii tranzistoarelor *T1* și *T2* (loc prevăzut special în cablaj). Se vor utiliza componente de bună calitate, iar rezistențele care echipează etajul de intrare și bucla de reacție vor fi obligatoriu de tip RPM. Condensatorii vor fi de tip multistrat sau cu tantal (capacitățile mari). Cablajul va avea legături cît mai scurte iar traseul de masă va avea grosimea minimă 3 mm. Se va evita bucla de masă în mod categoric. Comutatorul *K* va fi de bună calitate, cu contactele cel puțin argintate, pentru a prezenta fiabilitate în timp.

După realizarea montajului se verifică încă o dată corectitudinea implantării componentelor, în special polaritățile condensatoarelor electrolitice. Se alimentează montajul și prin cîteva încercări se stabilește valoarea finală a rezistenței *R24* pentru care semnalul maxim de intrare apare la ieșire nedistorsionat ($U_{emitor\ T_3} = 3{,}5 \ldots 10$ V). Pentru doza ceramică se va regla, potrivit tipului dozei, valoarea rezistenței semireglabile *R1*, și ulterior nivelul semnalului optim, utilizînd rezistența semireglabilă *R2*. După efectuarea reglajelor montajul se ecranează folosind o cutie metalică cu pereții de grosime minimă 1,5 mm și se integrează mecanic în ansamblul electroacustic. Funcție de numărul surselor de semnal pe care constructorul amator le deține și le utilizează curent, se poate renunța la unele dintre intrări și, corespunzător, componente din bucla reacției negative, în scopul compactizării montajului.

2.7 PREAMPLIFICATOR PENTRU ÎNREGISTRĂRI

De multe ori, în mod practic se pune problema înregistării simultane a aceluiași program muzical sonor, redat de un aparat electroacustic (magnetofon, casetofon, radio, pick-up etc.) de 2 sau mai multe magnetofoane sau casetofoane. În mod obișnuit acest lucru este imposibil, deoarece aparatele de proveniență industrială nu prezintă, frecvent, decît o singură mufă destinată acestui scop. Orice improvizație destinată rezolvării problemei înrăutățește nivelul calitativ al semnalului audio util destinat înregistrării.

Montajul din fig. 2.9 rezolvă problema, oferind posibilitatea preluării simultane a semnalului audio-util de 4 aparate înregistratoare, separate totodată complet între ele în ceea ce privește impedanța de ieșire și

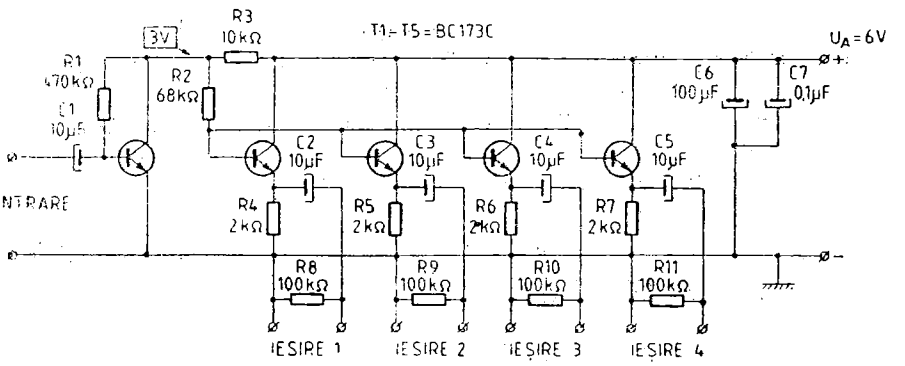


Figura 2.9 Preamplificator pentru înregistrări.

semnalul audio preluat. Semnalul audio inițial este transmis la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului *C1*, în baza tranzistorului *T1*. El funcționează în cadrul montajului ca amplificator de tensiune de 26 dB, pentru a oferi în final un semnal audio util de nivel mare, accesibil oricărui tip de aparat electroacustic destinat înregistrării magnetice a sunetului. Din colectorul *T1*, prin intermediul rezistenței *R2*, semnalul util amplificat este preluat simultan de cele 4 tranzistoare : *T2*, *T3*, *T4* și *T5*. Acestea au un rol dublu în cadrul montajului. Prima funcțiune este separarea completă a celor 4 surse de semnal, indiferent de nivelul de înregistrare necesar fiecăreia. Deoarece tranzistoarele funcționează în montaj ca repetoare pe emitor, este asigurată și a doua funcțiune, și anume realizarea la cele 4 ieșiri ale montajului a unei impedanțe coborîte, în scopul unei bune adaptări cu impedanța de intrare a fiecărui aparat care realizează înregistrarea. Montajul se alimentează de la o sursă de tensiune $U_A = 6$ V, stabilizată și foarte bine filtrată. În mod obligatoriu conexiunile care privesc traseele semnalului audio util se realizează folosind conductor ecranat.

Performanțele montajului :

Impedanța de intrare 470 kΩ
Impedanța de ieșire 2 kΩ
Tensiunea de intrare 250 mV
Banda de frecvență 16 — 18 kHz
Caracteristică de transfer : liniară
Raport semnal/zgomot $\geq$ 65 dB
Distorsiuni *THD* $\leq$ 0,1%
Distorsiuni *TID* $\leq$ 0,04%

2.8 PREAMPLIFICATOARE CU βA 741

Majoritatea schemelor electrice de preamplificatoare cu circuite integrate folosesc o tensiune de alimentare dublă, fapt care determină dificultăți în privința adaptării la un montaj existent. În cele 2 montaje prezentate în fig. 2.10 și fig. 2.11 acest dezavantaj este eliminat, preamplifi-

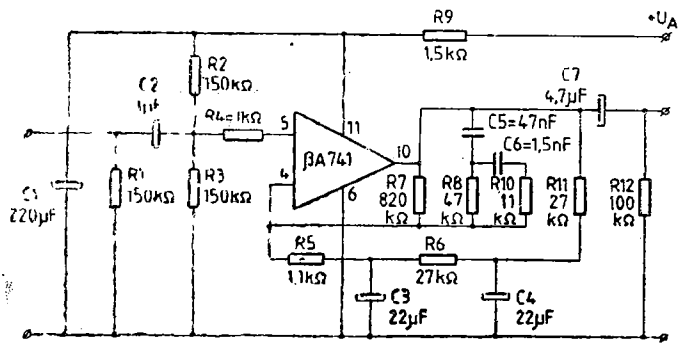


Figura 2.10 Preamplificator cu βA 741 pentru doză electromagnetică.

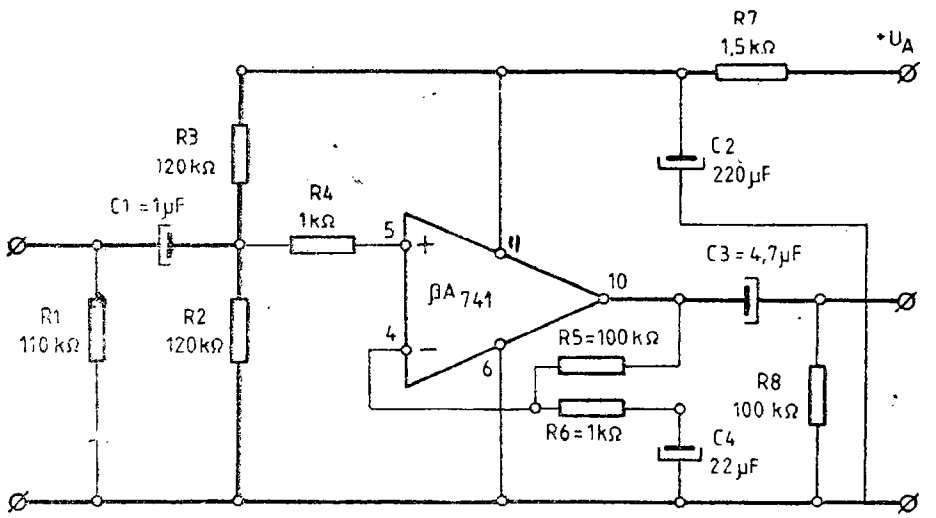


Figura 2.11 Preamplificator cu βA 741 pentru microfon.

catorul funcționînd cu o sursă singulară de tensiune. În fig. 2.10 se prezintă schema electrică a unui preamplificator pentru doză electromagnetică. Corecțiile caracteristicii de transfer intrare-ieșire sînt făcute conform normei RIAA. Diagrama din fig. 2.12 este realizată pentru un semnal de intrare standard 3 mV/47 kΩ. În fig. 2.11 este prezentată schema electrică a unui preamplificator de microfon.

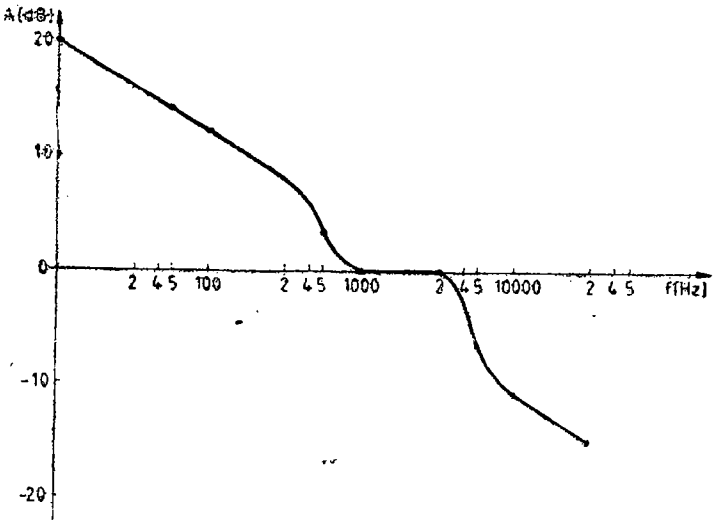


Figura 2.12 Caracteristica de transfer RIAA.

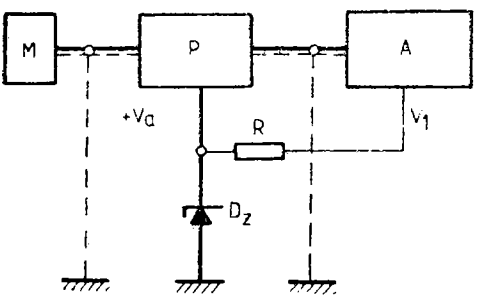


Figura 2.13 Încadrarea preamplificatorului în lanțul electroacustic.

Pentru realizarea practică a montajelor, se ține cont de toate cerințele impuse pentru acest gen de montaje, și anume: structură fizică de cuadripol a montajului, legături cît mai scurte între componente, evitarea buclei de masă, traseu de masă lat de minim 3 mm etc. Montajele se ecranează folosind tablă de fier de grosime minimă 1 mm. Încadrarea fiecăruia dintre cele 2 montaje în lanțul electroacustic se face conform fig. 2.13.

Performanțele montajelor:

	Preamplificator pt. microfon	*Preamplificator pt. doză magnetică*
— impedanța de intrare	33 kΩ	47 kΩ
— impedanța de ieșire	1 kΩ	1 kΩ
— tensiunea de intrare	0,5 mV	3 mV
— banda de frecvență	16 Hz — 18 kHz	20 Hz — 18 kHz
— amplificarea în bandă de frecvență	0 dB	40 dB/1 kHz
— caracteristică de transfer	liniară	RIAA
— raport semnal/zgomot	⩾ 60 dB	⩾ 65 dB
— distorsiuni armonice totale	⩽ 0,2%	⩽ 0,2%
— distorsiuni de intermodulație	⩽ 0,05%	⩽ 0,05%

2.9 PREAMPLIFICATOARE HI—FI PENTRU PICK-UP

Realizarea unui preamplificator pentru pick-up reprezintă o problemă importantă în construirea unui lanț electroacustic cu performanțe Hi-Fi. Lărgirea continuă a gamei circuitelor integrate liniare specializate, cu performanțe din ce în ce mai bune, și asimilarea unora dintre ele în țară constituie factori care impun utilizarea lor în cadrul sistemelor electronice cu performanțe ridicate. Pentru realizarea unui preamplificator de pick-up este necesar să cunoaștem următoarele date inițiale :

— tipul dozei care efectuează conversia mecano-electrică a semnalului înregistrat pe disc ;

— modul în care semnalul audio util a fost inițial prelucrat înaintea înregistrării pe disc.

Datorită calităților incontestabile ale dozei electromagnetice materialul prezentat presupune utilizarea obligatorie a acesteia. Conform normelor Hi-Fi (DIN 45 500) o doză electromagnetică generează un semnal electric standard 3 mV/47 kΩ. În mod curent o doză electromagnetică bună acoperă banda de audiofrecvență de 18 Hz — 18 kHz fără atenuări mai mari de 3 dB la capetele benzii.

Datorită faptului că semnalul electric generat de doză are un nivel mic, este necesar ca preamplificatorul să aibă un raport semnal/zgomot cît mai mare.

Un alt factor important este modul de prelucrare a semnalului inițial înregistrat pe disc. Pentru a îmbunătăți redarea spectrului frecvențelor medii-înalte și pentru mărirea raportului semnal/zgomot (zgomotul de fond apare în special în această zonă a benzii de audiofrecvență) se efectuează o prelucrare a semnalului audio util inițial. Spectrul frecvențelor medii-înalte este amplificat suplimentar după un algoritm bine stabilit (norma RIAA) și ulterior se efectuează imprimarea pe disc. La redare este necesar să fie folosit un alt algoritm de prelucrare a semnalului obținut de doza electromagnetică, în așa fel ca să fie obținută forma reală (inițială) a semnalului audio util. Modul de efectuare a corecțiilor la imprimarea și redarea discurilor este explicitat în fig. 2.14. Atenuarea pe care trebuie

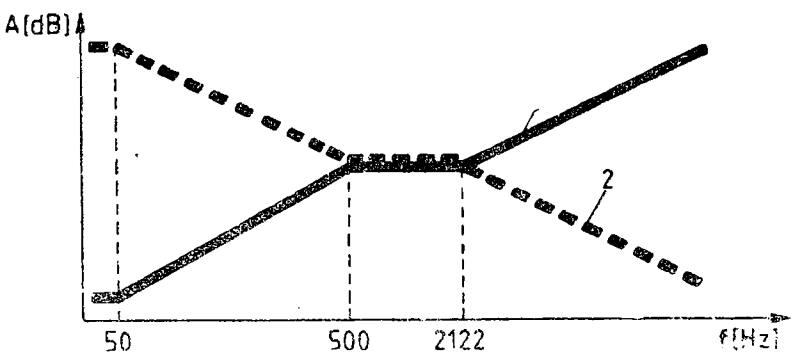


Figura 2.14 Corecțiile amplitudine-frecvență : *1* — corecțiile la imprimare ; *2* — corecțiile la redare.

să o realizeze preamplificatorul este precizată funcție de frecvența semnalului audio obținut de doza electromagnetică. S-a luat ca bază de referință pentru atenuarea 0 dB frecvența de 1 kHz (fig. 2.15).

Efectuînd o sinteză a celor descrise anterior, rezultă următoarele cerințe pe care trebuie să le îndeplinească un preamplificator din categoria Hi-Fi, pentru pick-up :

— să utilizeze un semnal electric generat de o doză electromagnetică, aceasta avînd performanțe foarte bune (liniaritate a conversiei mecano-electrice în toată plaja de frecvențe audio) ;

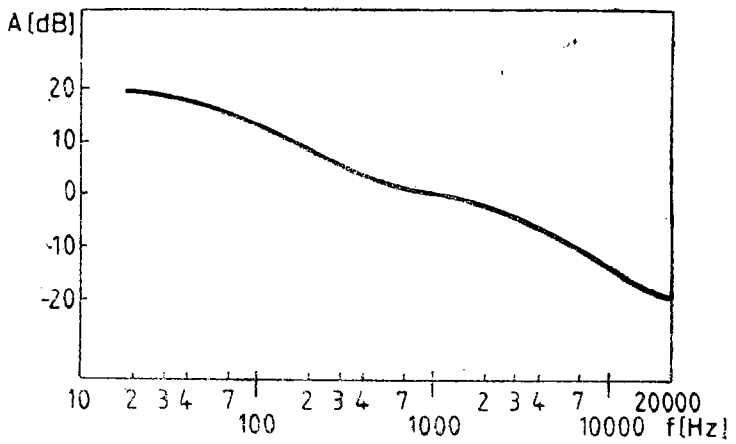


Figura 2.15 Caracteristica de transfer amplitudine-frecvență RIAA.

— să realizeze o adaptare perfectă din punct de vedere electric între impedanța de ieșire a dozei și impedanța sa de intrare ;

— să prezinte o amplificare în banda de audiofrecvență conform normei RIAA ;

— să prezinte un raport semnal/zgomot cît mai ridicat ;

— să nu prezinte diafonie între canale (stereo).

Precizăm că la calitatea semnalului audio util obținut în final contribuie și performanțele părților mecanice ale pick-upului. Un preamplificator oricît ar fi de perfecționat nu poate corecta distorsiunile care provin de la sistemul de antrenare a discului (fluctuații de viteză, vibrații transmise platanului de antrenare de la motor etc).

Pentru realizarea preamplificatorului se propune folosirea unor circuite integrate liniare de tipul βM381, βM382 și βM387 de fabricație românească. Dacă constructorul posedă alte circuite integrate (LM 1303, TDA 2310) acestea se pot folosi la realizarea preamplificatorului conform schemelor electrice prezentate în fig. 2.16 — 2.20.

Analizînd schemele electrice se observă o serie de elemente comune. Semnalul audio util provenit de la doza electromagnetică se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional. Acest lucru oferă o bună adaptare în ceea ce privește impedanța de ieșire a dozei și impedanța de intrare a preamplificatorului. Intrarea inversoare servește la aplicarea unei reacții negative pentru obținerea amplificării finale dorite. În bucla de reacție negativă sînt conectate grupuri de rezistoare și condensatoare, astfel ca să fie obținută o caracteristică de amplificare RIAA.

În funcție de particularitățile circuitului integrat folosit, se utilizează pentru alimentarea acestuia o sursă de tensiune simplă sau dublă cu un filtraj corespunzător (grupul condensator electrolitic în paralel cu un condensator neelectrolitic).

Realizînd un cablaj imprimat îngrijit (structură fizică de cuadripol, conexiuni cît mai scurte între componente, traseu de masă lat de minim 3 mm etc.) şi utilizînd în mod obligatoriu componente pasive de bună calitate (rezistoare cu peliculă metalică, condensatoare cu tantal sau multistrat etc) montajul obţinut îşi va confirma pe deplin calităţile Hi-Fi. Se

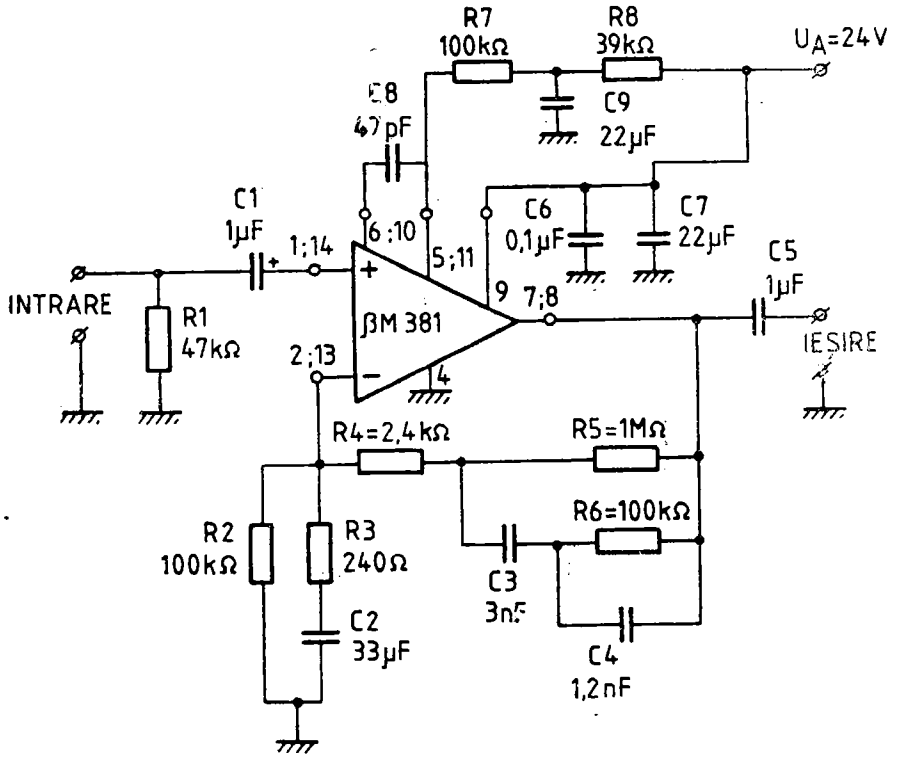


Figura 2.16 Preamplificator Hi-Fi cu βM 381.

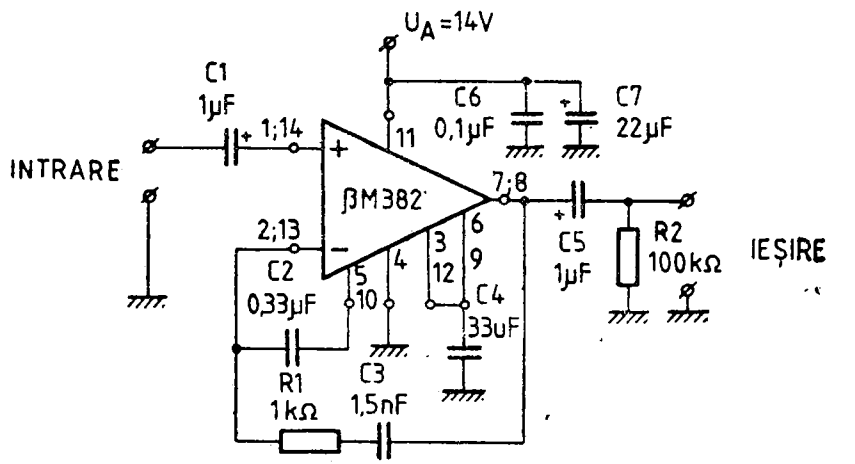


Figura 2.17 Preamplificator Hi-Fi cu βM 382.

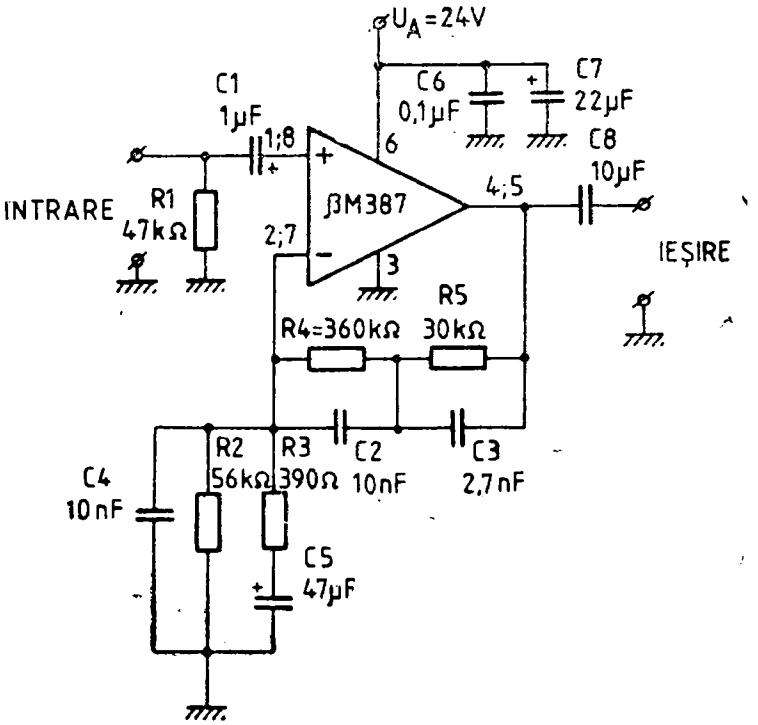


Figura 2.18 Preamplificator Hi-Fi cu βM 387.

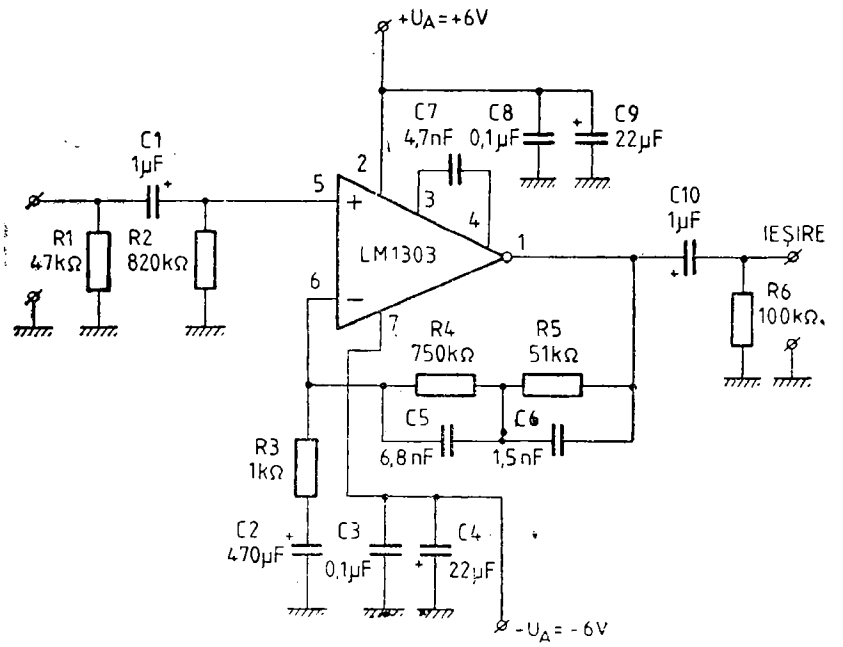


Figura 2 .19 Preamplificator Hi-Fi cu LM 1303.

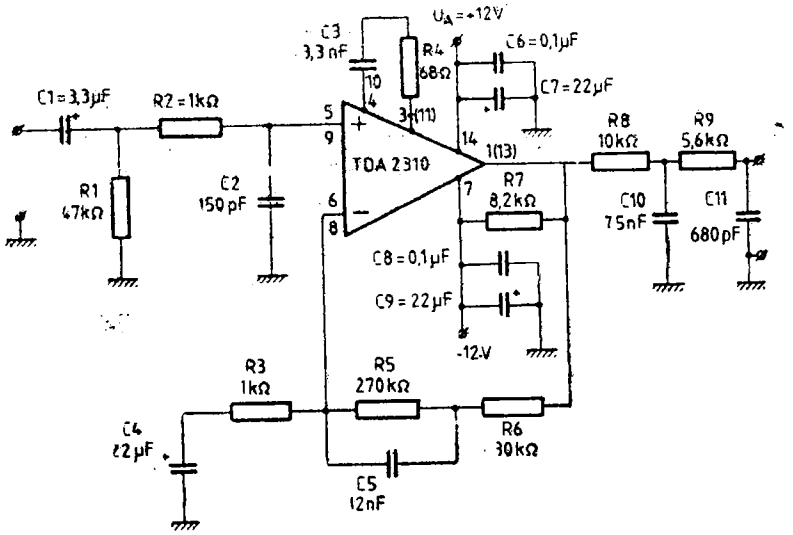


Figura 2.20 Preamplificator Hi-Fi cu TDA 2310.

recomandă utilizarea obligatorie a unui conductor ecranat pentru conexiunile galvanice de la intrarea și ieșirea amplificatorului. Montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie cu pereți din tablă de fier de grosime minimă 0,5 mm.

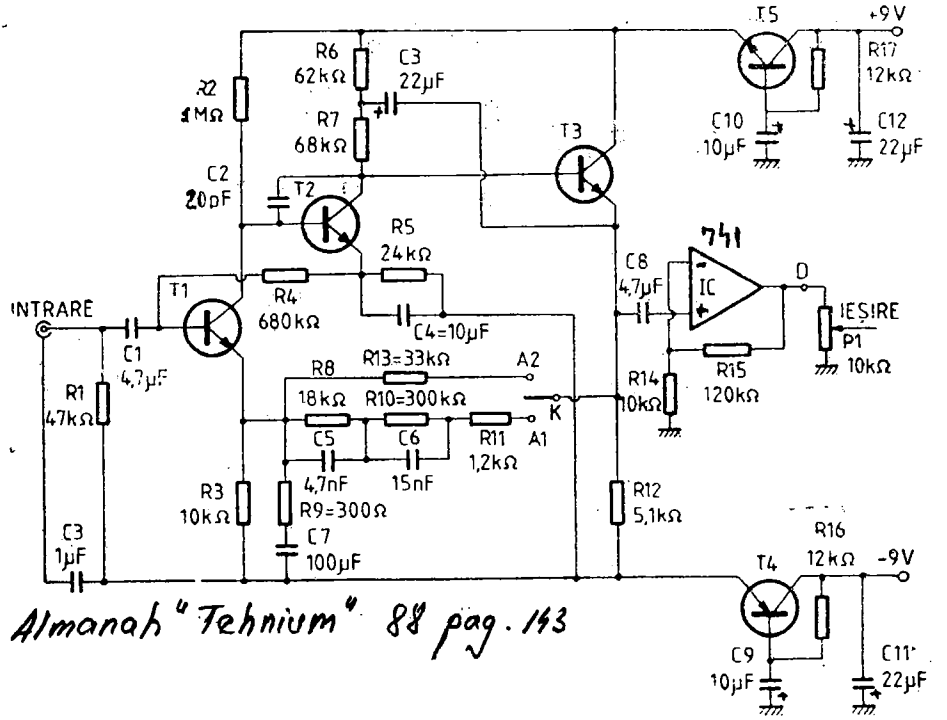
2.10 PREAMPLIFICATOR HI—FI PENTRU MICROFON ȘI DOZĂ ELECTROMAGNETICĂ

Este cunoscut faptul că preamplificatoarele Hi-Fi se realizează cel mai simplu utilizînd circuite integrate specializate în ceea ce privește amplificarea semnalelor electrice de nivel mic și raportul semnal/zgomot. De cele mai multe ori constructorul amator nu are posibilitatea de a-și procura un astfel de circuit integrat. Există totuși soluția ca, utilizînd o anumită configurație, performanțele unui amplificator operațional obișnuit să fie îmbunătățite. Astfel, caracteristicile finale ale montajului vor fi similare cu cele ale unuia care utilizează amplificatoare operaționale specializate. Montajul prezentat deține următoarele performanțe:

— impedanța de intrare: 47 kΩ
— impedanța de ieșire: 10 kΩ
— raport semnal/zgomot: $\geqslant$ 70 dB
— banda de frecvență: 20 Hz — 20 kHz
— distorsiuni armonice totale $\leqslant$ 0,1%
— distorsiuni de intermodulație: $\leqslant$ 0,06%
— atenuarea la capetele benzii de frecvență: $\leqslant$ 2 dB
— caracteristicile intrare-ieșire: microfon: liniară
doză: RIAA

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 2.21. Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului *C1* unui amplificator de semnal mic cu configurația de dublet, din care fac parte tranzis-

toarele *T1* și *T2*. Ele sînt alese astfel ca în timpul funcționării raportul semnal/zgomot să fie cît mai mare, și tot astfel sînt fixate polarizările în curent continuu. În scopul micșorării distorsiunilor și obținerii caracteristicii de transfer dorite, s-a prevăzut o buclă de reacție negativă, formată din grupul *R13 R9 C7* pentru semnalul provenit de la microfon, sau *R11 R10 R8 C6 R9* pentru semnalul provenit de la doza electromagnetică. Reacția negativă reglementează simultan caracteristicile de funcționare ale montajului în funcție de poziția comutatorului *K*.



Almanah "Tehnium" 88 pag. 143

Figura 2.21 Preamplificator Hi-Fi pentru microfon și doză electromagnetică.

Etajul următor, care conține tranzistorul *T3*, reprezintă un repetor pe emitor. El este un etaj tampon între dubletul *T1T2* și intrarea amplificatorului operațional. În același timp, acest tip de montaj optimizează funcționarea buclei de reacție negativă. Ulterior prin intermediul condensatorului C8 semnalul audio este aplicat pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional IC. Amplificarea acestuia este de cca 20 dB ($A = 1 + R15/R14$). Semnalul audio amplificat se preia prin intermediul lui P1, cu amplitudinea dorită. Pentru alimentarea montajului se folosește o sursă dublă de tensiune. Tranzistoarele *T5* și *T6* realizează un filtraj foarte eficient al tensiunii de alimentare, deoarece sînt amplasate într-o configurație de tip multiplicator de capacitate. Capacitățile echivalente din circuitele de alimentare sînt egale cu capacitățile din bazele celor 2 tranzistoare, multiplicate fiecare cu factorul respectiv de amplificare ($C_{E+} = C10 \cdot h_{21E(T5)}$, $C_{E-} = C9 \cdot h_{21E(T6)}$).

2.11 MONTAJE HI—FI CU βM 387

Asimilarea în fabricația autohtonă a unor amplificatoare operaționale cu performanțe din ce în ce mai bune permite abordarea unor montaje electronice relativ simple care totodată corespund normelor Hi-Fi. Unul dintre amplificatoarele operaționale asimilate în fabricație de serie în România este βM 387, un preamplificator dual pentru semnale electrice de nivel foarte mic, utilizat în special acolo unde se cere optimizarea raportului semnal-zgomot. Circuitul este montat într-o capsulă cu 8 terminale (minidip) și este realizat, din punct de vedere al performanțelor electrice, în 2 variante : βM 387 N și βM 387 AN.

Varianta a 2-a reprezintă o clasă selecționată, cu zgomot propriu foarte mic și în același timp cu o gamă mai largă de tensiuni de alimentare. Analizînd caracteristicile electrice de catalog se remarcă faptul că circuitul integrat βM 387 reprezintă un optim pentru montaje de tip preamplificator, corector de ton și diverse filtre active. Dintre montajele de acest tip s-au selectat următoarele variante reprezentative :

— preamplificator pentru doză magnetică,
— preamplificator pentru microfon,
— preamplificator pentru cap de magnetofon.

În fig. 2.22 este prezentată schema electrică a unui preamplificator pentru doză electromagnetică. Adaptarea dintre impedanța de ieșire a dozei electromagnetice și impedanța de intrare a preamplificatorului este

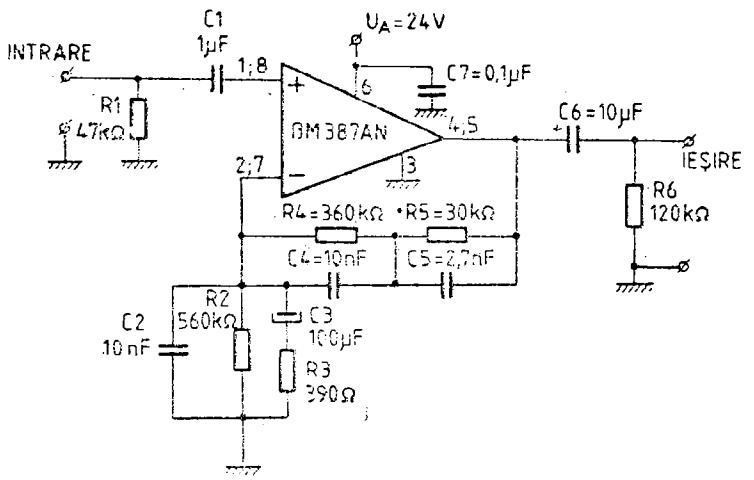


Figura 2.22 Preamplificator Hi-Fi pentru doză electromagnetică.

asigurată de rezistența *R1*. Semnalul electric provenit de la doza electromagnetică se aplică la intrarea neiversoare a amplificatorului operațional, prin intermediul condensatoruiui *C1* (obligatoriu cu tantal) în vederea optimizării raportului semnal-zgomot. La intrarea inversoare se observă prezența unei bucle de reacție negativă formată de grupul *R4 R5 C4 C5*. În acest fel se obține la ieșirea preamplificatoruiui un semnal electric care

respectă caracteristica de redare tip RIAA necesară obținerii programului sonor imprimat pe disc. Montajul prezintă următoarele performanțe :

— tensiunea de intrare 3 mV
— impedanța de intrare 47 kΩ
— amplificarea (1000 Hz) 40 dB
— distorsiuni armonice totale $\leqslant 0{,}25\%$
— raport semnal-zgomot $\geqslant 70$ dB
— banda de frecvență 16 Hz — 22 kHz, conform normei RIAA
— abaterea de la caracteristica RIAA : $\leqslant \pm 1$ dB
— impedanța de ieșire 20 kΩ.

În fig. 2.23 este prezentată schema electrică a unui preamplificator de microfon cu impedanță mare de intrare. Semnalul electric provenit de la microfon se aplică pe intrarea inversoare a amplificatorului opera-

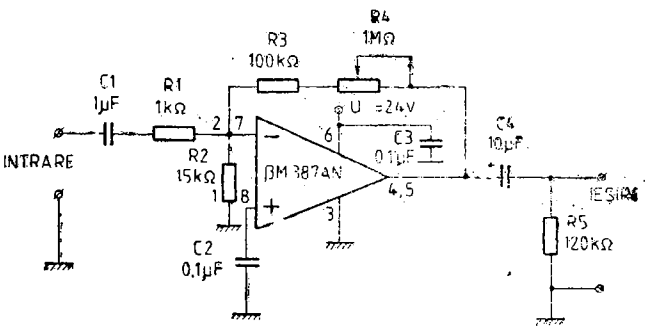


Figura 2.23 Preamplificator Hi-Fi pentru microfon.

țional, prin intermediul grupului *R1 C1*. Bucla de reacție negativă formată din rezistențele *R3 R4* asigură amplificarea dorită a semnalului de intrare. Această configurație a montajului oferă avantajul obținerii unui semnal de ieșire cu distorsiuni minime. Montajul deține următoarele performanțe :

— tensiunea de intrare 1 mV
— impedanța de intrare 15 kΩ
— amplificarea 40 dB
— banda de frecvență 16 Hz — 20 000 Hz
— distorsiuni armonice totale $\leqslant 0{,}2\%$
— impedanța de ieșire 20 kΩ
— raport semnal-zgomot $\geqslant 75$ dB

În fig. 2.24 sînt prezentate 2 scheme electrice de preamplificatoare pentru cap de magnetofon.

Semnalul electric provenit de la acesta se aplică (obligatoriu prin intermediul unui cablu ecranat) prin condensatorul *C1* la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional. La ambele scheme electrice se observă prezența buclei de reacție negativă care implică la ieșirea preamplificatorului o caracteristică de transfer de tip NAB. Această corecție este absolut necesară redării unui semnal electric provenit de la o imprimare pe bandă magnetică. Schema din fig. 2.24. a este destinată magnetofoanelor cu viteza de 9,5 cm/s iar cea din fig. 2.24. b este pentru viteza de 19 cm/s.

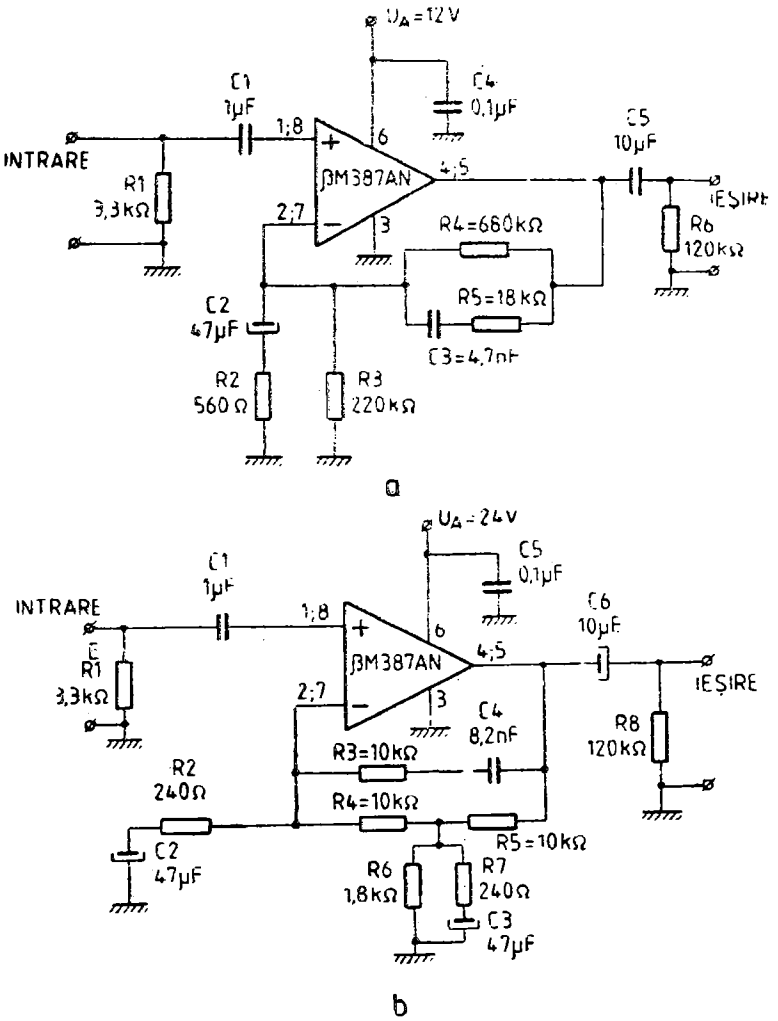


Figura 2.24 Preamplificatoare Hi-Fi pentru magnetofon : a) viteza benzii magnetice 9,5 cm/s ; b) viteza benzii magnetice 19 cm/s.

Montajele prezintă următoarele performanțe :

	Fig. 2.24. a	Fig. 2.24. b
U_A	12 V	24 V
U_i	0,8 mV	0,8 mV
Z_i	3,3 kΩ	3,3 kΩ
A(1000 Hz)	36 dB	36 dB
THD	$\leqslant$ 0,28%	$\leqslant$ 0,22%
Δf	20 Hz ÷ 20 kHz	(conf. caract. NAB)
Abaterea de la caracteristica NAB	$\pm$ 1,5 dB	$\pm$ 1,5 dB
S/Z	$\geqslant$ 65 dB	$\geqslant$ 65 dB

3 CORECTOARE DE TON

Corectoarele de ton au fost prevăzute, în cadrul unui complex electroacustic, pentru îmbunătățirea redării unui program sonor conform preferințelor ascultătorului. Ele realizează modificarea caracteristicii amplitudine-frecvență a semnalului audio inițial, accentuînd sau dezaccentuînd anumite porțiuni ale benzii de frecvență utile. Corecția efectuată în banda de audiofrecvență poate avea un caracter static sau dinamic, în funcție de complexitatea montajului utilizat.

3.1 CORECTOARE DE TON TIP LOUDNESS

Montajele electronice de tip *loudness* reprezintă filtre de audiofrecvență astfel concepute încît să micșoreze nivelul frecvențelor medii din banda audio (cu cca 6 — 9 dB). În acest fel frecvențele joase și înalte apar mai pregnant în spectrul de audiofrecvență, oferind o notă plăcută programului muzicl sonor audiat. Schemele electrice ale unor montaje de tip *loudness* sînt prezentate în fig. 3.1 și fig. 3.2.

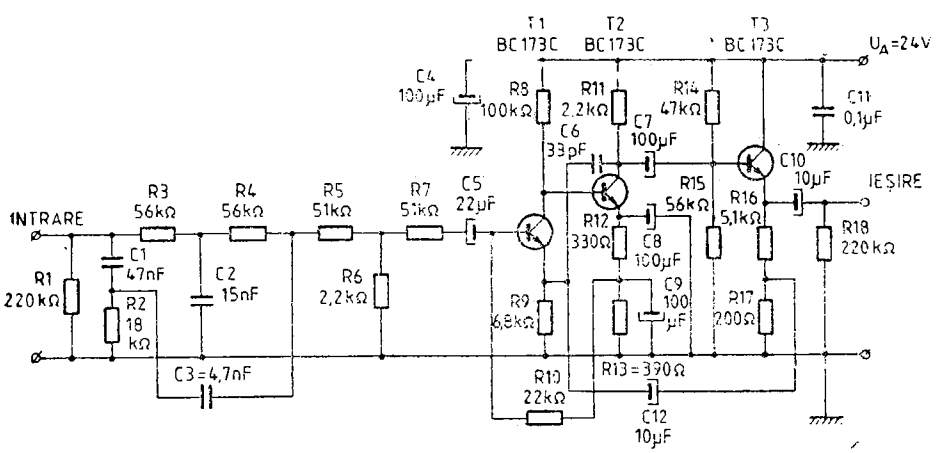


Figura 3.1 Corector de ton LOUDNESS — varianta 1.

Analizînd schema electrică din fig. 3.1 se observă că la intrarea montajului este amplasat un filtru „dublu T", care atenuează frecvențele medii, format din grupurile *C2 R3 R4* și *C1 C3 R2*. Filtrul T format din rezisten-

ţele *R5 R6 R7* precizează amplitudinea corecţiei de frecvenţă. Deoarece reţelele pasive corectoare atenuează semnalul iniţial, pentru amplificarea lui s-au prevăzut etajele amplificatoare care conţin tranzistoarele *T1* şi *T2*. Urmează un etaj de tip repetor pe emitor care include tranzistorul *T3*. El este prevăzut atît ca etaj tampon faţă de etajele de amplificare cît şi

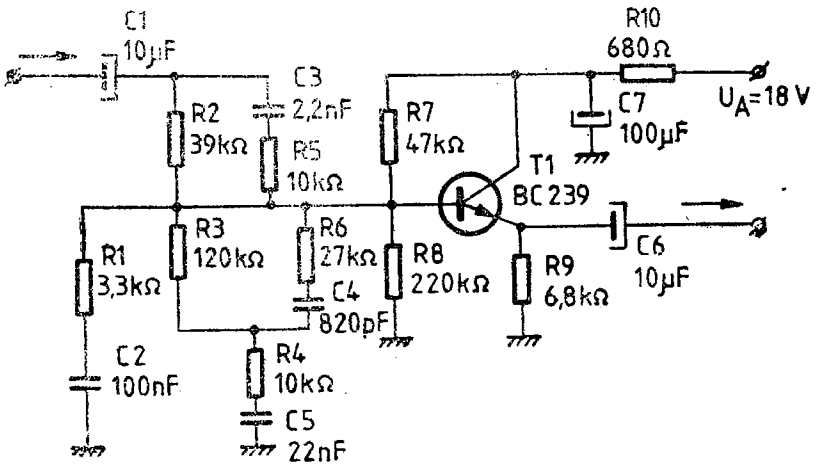


Figura 3.2 Corector de ton LOUDNESS — varianta 2.

pentru obţinerea la ieşirea montajului a unei impedanţe de ieşire de va loare redusă. Amplificarea finală a montajului se poate modifica după dorinţă schimbînd raportul *R16/R17*. Se menţionează că este necesar ca, în urma modificării raportului celor două rezistenţe, suma valorilor lor să fie aceeaşi cu cea iniţială. Performanţele montajului :

— curentul consumat $I_A = 12$ mA
— impedanţa de intrare $Z_i = 50$ kΩ
— impedanţa de ieşire $Z_e = 5$ kΩ
— tensiunea maximă de intrare $U_{i\,max} = 2$ V_{ef}

În fig. 3.2 este prezentat un alt tip de montaj loudness, care oferă rezultate asemănătoare cu cel prezentat anterior. Grupurile *R5 C3*, *R6 C4* şi *R4 C5* amplasate în baza tranzistorului *T1* realizează aceeaşi corecţie de frecvenţă, atenuînd frecvenţele medii cu cca 9 dB. Se menţionează că montajul necesită o sursă de semnal de audiofrecvenţă cu nivel mare (cca 1—2 V) pentru o funcţionare corespunzătoare. Performanţele montajului :

— curent consumat : 2 mA
— impedanţa de intrare : 50 kΩ
— impedanţa de ieşire : 330 Ω
— tensiunea maximă de intrare : 2 V_{ef}

3.2 CORECTOR COMPLEX : BASS, LOUDNESS, HISS, RUMBLE

Pentru îmbunătăţirea calitativă a redării unui program sonor, conform preferinţelor ascultătorului, se folosesc în mod frecvent corectoare de ton *pasive* care permit modificarea caracteristicii amplitudine-frec-

venţă a semnalului audio iniţial. Acest lucru se face după un algoritm bine precizat. Corecţia efectuată în banda de audiofrecvenţă are un caracter static, menţinîndu-se constantă indiferent de amplitudinea semnalului audio util. Cele mai des întîlnite tipuri de corecţii, împreună cu denumirile consacrate în mod uzual, sînt următoarele :

— *bass* — accentuarea redării frecvenţelor joase,

— *loudness* — accentuarea redării frecvenţelor joase şi înalte,

— *hiss* — atenuarea frecvenţelor înalte (> 7 kHz),

— *rumble* — atenuarea frecvenţelor joase (sub 50 Hz, în scopul atenuării brumului).

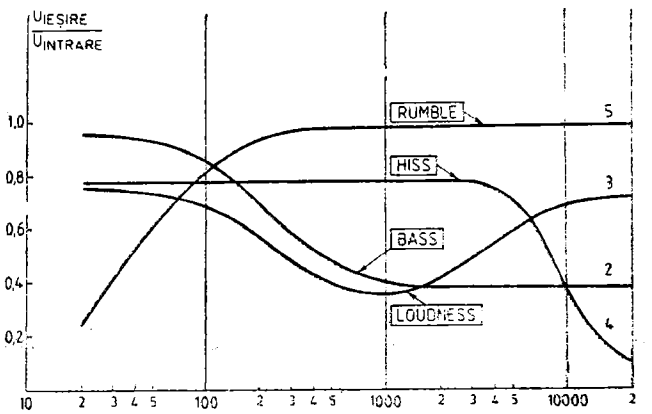


Figura 3.3 Caracteristicile de transfer BASS, LOUDNESS, HISS, RUMBLE.

Modul de efectuare a corecţiilor menţionate anterior este prezentat în fig. 3.3. Pentru corecţia de tip *bass* nivelul frecvenţelor joase creşte de la frecvenţa de 1,5 kHz cu 8 dB. Pentru corecţia de tip *loudness* scade nivelul frecvenţelor medii, cu spectrul de frecvenţă cuprins între 200 Hz şi 5000 Hz. Pentru corecţia de tip *hiss* sînt atenuate frecvenţele înalte înce-

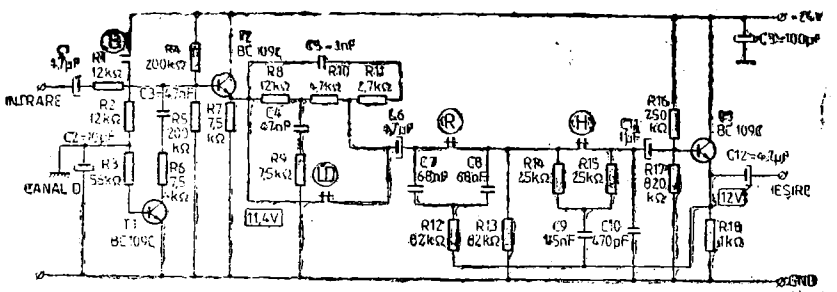


Figura 3.4 Corector de ton complex.

pînd de la 5000 Hz, cu cca 10 dB, iar pentru corecţia de tip *rumble* spectrul frecvenţelor joase este atenuat începînd de la frecvenţa de 100 Hz, cu cca 6 dB. Schema electrică a corectorului de ton este prezentată în fig. 3.4.

Semnalul de audiofrecvență util se aplică la intrarea montajului, prin intermediul grupului *R1 C1*, unui etaj repetor pe emitor, care conține tranzistorul *T1*. Acest etaj are rolul de a optimiza adaptarea impedanțelor intrare-ieșire, în scopul corecțiilor ce urmează a fi aplicate semnalului inițial. Atunci cînd contactele *B*, *LD*, *R* și *H* se află în poziția indicată pe schema electrică (neacționate) montajul permite trecerea semnalului de audiofrecvență fără nici o modificare în ceea ce privește caracteristica amplitudine-frecvență (liniară).

În momentul închiderii contactului normal deschis notat cu *B*, *T1* se satureză, rezistența *R6* este practic conectată la masa montajului, iar filtrul trece jos *R1 C3 R6* realizează atenuarea frecvențelor medii înalte cu circa 8 dB. În acest mod nivelul frecvențelor joase care rămîne nemodificat este accentuat față de nivelul general al semnalului de audiofrecvență inițial. Astfel se realizează corecția de tip *bass*. În momentul deschiderii contactului normal închis notat cu *LD*, grupul *R8 R10 C4 R9 R11 C5*, care reprezintă un filtru oprește bandă, atenuează nivelul frecvențelor medii. Astfel se obține redarea mai accentuată a frecvențelor joase și înalte, rezultînd corecția de tip *loudness*. La deschiderea contactului notat cu *R* se obține atenuarea frecvențelor joase. În acest caz apare o corecție a semnalului audio inițial, corecție de tip *rumble*. Similar, la deschiderea contactului notat cu *H* se realizează atenuarea frecvențelor înalte, această corecție fiind de tip *hiss*. Se observă că în ambele cazuri etajul care conține tranzistorul *T3* devine un filtru activ de tip trece-sus sau trece-jos.

Cele patru tipuri de corecții ale semnalului inițial pot fi acționate independent sau concomitent obținîndu-se în final caracteristica amplitudine-frecvență dorită.

3.3 EFECTUL DE SPAȚIALITATE

Pentru redarea corectă a unui semnal audio stereofonic se impun o serie de condiții, printre care și amplasarea celor două difuzoare la anumită distanță și sub un anumit unghi. În caz contrar, zona de audiție stereofonică este foarte redusă în apropierea difuzoarelor, lărgindu-se odată cu depărtarea de ele. Amplasarea optimă a celor două difuzoare (boxe) devine imposibilă în cadrul unui radioreceptor sau radiocasetofon stereofonic portabil, care are deja încorporate grupurile electroacustice. Totuși efectul stereofonic se poate obține la acest tip de aparate, prin introducerea, după etajul corector de ton, înaintea amplificatorului de audiofrecvență de putere, a unor circuite electronice ce permit realizarea efectului de spațialitate a surselor sonore. Aceste montaje poartă denumirea, pe plan internațional, de HYPERSONIC sau SPATIAL STEREO. Modul de prelucrare a semnalului de audiofrecvență util se bazează pe defazarea unor porțiuni din acestea și adăugarea lor în mod simetric la cele două canale informaționale stînga și dreapta (L și R).

Circuitul din fig. 3.5 se intercalează între corectorul de ton și amplificatorul de putere. Efectul de spațialitate se obține după dorință, acționînd în mod progresiv cursorul potențiometrului *P2* între limitele mono (cursor capăt canal dreapta) și stereo spațial (cursor capăt canal stînga). Montajul din fig. 3.6. este de aceeași factură asigurînd efectul de spațiali-

tate prin realizarea legăturii galvanice marcate pe schema electrică cu cifrele *1—2* și respectiv *3—4*, acționarea lui realizîndu-se cu ajutorul unui comutator adecvat acestui scop (ex. comutator cu 2 galeți și 2 poziții).

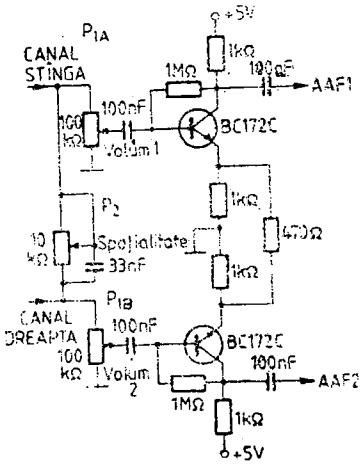


Figura 3.5 Corector de ton HYPERSONIC.

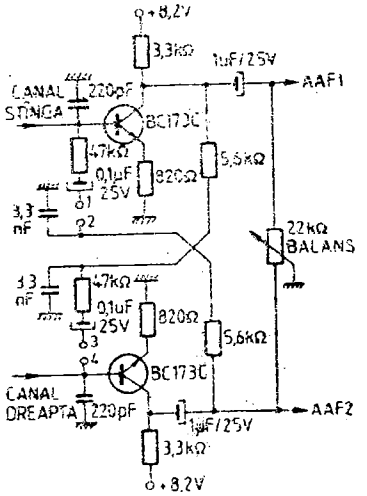


Figura 3.6 Corector de ton SPATIAL STEREO.

3.4 CORECTOARE DE TON TIP BAXANDALL

Unul dintre cele mai răspîndite tipuri de corector de ton, datorită simplității și eficienței sale, îl reprezintă corectorul Baxandall. În fig. 3.7 este prezentată o variantă cu proprietăți generale îmbunătățite, care a dat rezultate practice foarte bune.

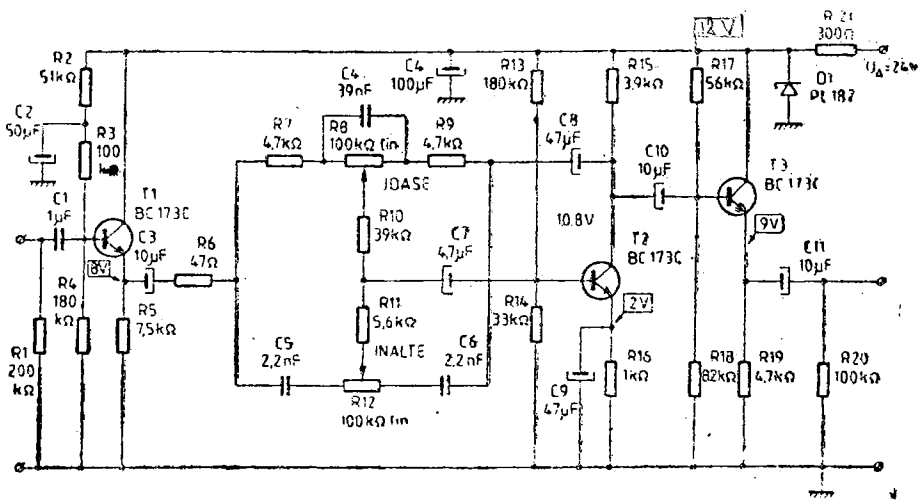


Figura 3.7 Corector de ton Baxandall — varianta 1.

Semnalul de intrare se aplică tranzistorului *T1* care este repetor pe emitor. Acest lucru este absolut necesar pentru buna funcționare a montajului, deoarece repetorul pe emitor realizează un etaj tampon între sursa

de semnal și rețeaua pasivă tip Baxandall. Se observă în cadrul rețelei prezența celor două potențiometre de reglaj, cu ajutorul cărora se stabilește nivelul corecției în privința frecvențelor joase și înalte. Ulterior, semnalul electric este aplicat etajului amplificator de tensiune, care conține tranzistorul *T2*, prin intermediul condensatorului *C7*. Pentru a nu influența nivelul semnalului preluat din colectorul lui *T2*, s-a prevăzut un al doilea etaj repetor pe emitor, cu tranzistorul *T3*. Acesta oferă o impedanță de ieșire scăzută montajului, convenabilă pentru cuplajul cu un eventual amplificator de putere. În scopul reducerii zgomotului de fond și al brumului de rețea, s-a prevăzut filtrajul suplimentar al tensiunii de alimentare, realizat cu ajutorul grupului *R21 D1 C4*.

În fig. 3.8 este prezentată o schemă electrică de aceeași factură, având efecte și proprietăți asemănătoare. Semnalul se aplică etajului de intrare care conține tranzistorul *T1*. El este amplasat într-o configurație de tip repetor pe emitor dotată totodată cu o conexiune de tip bootstrap. Astfel rezultă o impedanță de intrare foarte mare (de ordinul megohmilor) și o impedanță de ieșire scăzută (de ordinul sutelor de ohmi), optimă pentru adaptarea cu rețeaua corectoare de tip Baxandall.

Tranzistorul *T2* îndeplinește funcția de amplificator de tensiune, compensîndu-se astfel pierderile de nivel ale semnalului util ce apar în cadrul rețelei de corecție Baxandall. Cu ajutorul potențiometrului *P3* se poate regla nivelul semnalului de audiofrecvență corectat.

Performanțele montajului din fig. 3.7 sînt următoarele :

— impedanța de intrare 100 kΩ
— impedanța de ieșire 1 kΩ
— atenuarea (amplificarea) la frecvența de 20 Hz : ± 18 dB
— atenuarea (amplificarea) la frecvența de 18 kHz : ± 19 dB
— raport semnaj/zgomot ⩾ 65 dB
— distorsiuni armonice totale ⩽ 0,2%
— distorsiuni de intermodulație < 0,06%

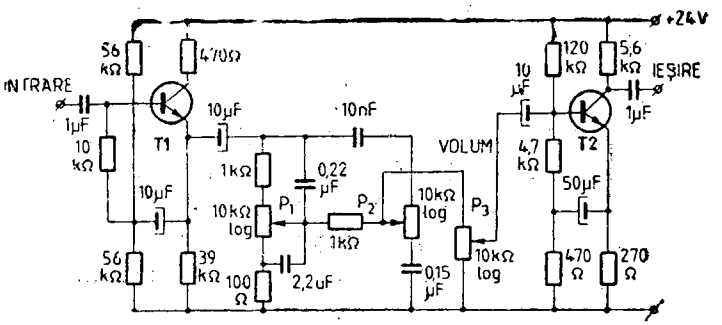


Figura 3.8 Corector de ton Baxandall — varianta 2.

Performanțele montajului prezentat în fig. 3.8 sînt :

— impedanța de intrare 150 kΩ
— impedanța de ieșire 5 kΩ
— atenuarea (amplificarea) la 100 Hz : ± 16 dB
— atenuarea (amplificarea) la 16 kHz : ± 18 dB
— raport semnal/zgomot ⩾ 65 dB
— distorsiuni armonice totale ⩽ 0,1%
— distorsiuni de intermodulație ⩽ 0,06%

3.5 FILTRU PENTRU DISCURI VECHI

Majoritatea discurilor vechi, înregistrate la viteza de 78 rot/min, prezintă în momentul ascultării o tonalitate stridentă însoțită aproape întotdeauna de un fîșiit neplăcut audiției. De cele mai multe ori aceste înregistrări vechi se păstrează datorită valorii artistice a unui program muzical, dar ele nu mai sînt compatibile cu cerințele actuale. Metoda cea mai eficientă de ameliorare calitativă este înregistrarea discului pe o bandă de magnetofon, intercalînd pe traseul electric dintre pick-up și magnetofon un filtru de audiofrecvență. În mod practic, filtrul se intercalează între ieșirea preamplificatorului de la pick-up și intrarea destinată, la magnetofon, înregistrării semnalului audio util.

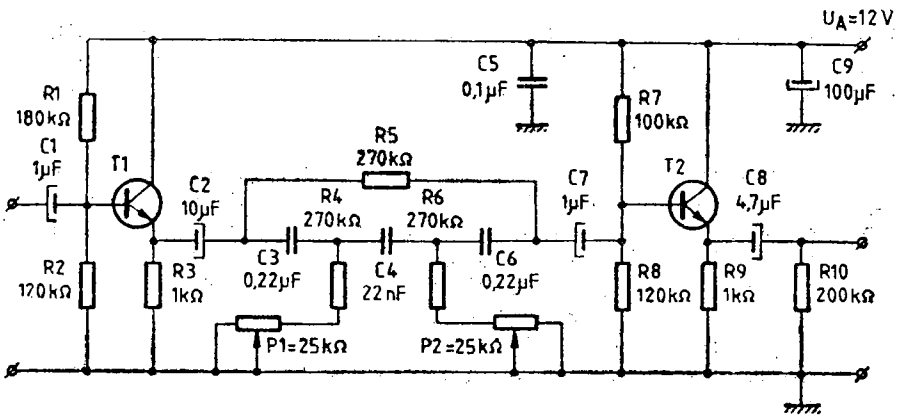


Figura 3.9 Filtru pentru discuri vechi.

Schema electrică a filtrului este prezentată în fig. 3.9. Semnalul electric furnizat de preamplificatorul pick-up-ului se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului *C1*. Etajul care conține tranzistorul *T1* este de tip repetor pe emitor. El are rolul de adaptare a impedanței între sursa de semnal și filtrul propriu-zis. Filtrul este format practic din înserierea a 2 filtre de tip gamma realizate din grupurile *C3 C4 P1* și *C4 R6 P2*. Semnalul electric corectat de cele 2 filtre se aplică ulterior prin intermediul condensatorului *C7* unui al 2-lea etaj de tip repetor pe emitor, care conține tranzistorul *T2*. El are rolul unui etaj de separare între filtrul propriu-zis și ieșirea montajului, oferind totodată acestuia o impedanță de ieșire scăzută. Montajul se alimentează de la o sursă de tensine stabilizată $U_A = 12$ V.

Reglajul se face în timpul audiției, pornind de la pozițiile în care potențiometrele liniare *P1* și *P2* prezintă valoarea maximă. Se acționează inițial *P2* pînă în momentul obținerii unui ton cu audiție agreabilă. Dacă gama de frecvență ascultată prezintă anumite „goluri", se acționează treptat și potențiometrul *P1* și apoi din nou *P2* pînă la obținerea unui rezultat optim.

După aceste corecții semnalul furnizat de montaj se înregistrează pe banda magnetică.

3.6 CORECTOARE DE TON CU TREI SECȚIUNI

Pentru reglajul fin, după preferință, al caracteristicii de frecvență proprii unui program muzical, totdeauna după etajul preamplificator este necesar un etaj corector de ton mai complex. În fig. 3.10 este prezentată schema electrică a unui corector de ton cu 3 secțiuni. Reglajul de amplitudine se face independent în întreaga bandă de audiofrecvență, prin acționarea celor 3 potențiometre liniare *P1*, *P2* și *P3*. Analizînd schema electrică se observă în componența corectorului prezența a 3 etaje funcționale :

— etajul de intrare,
— etajul corector de ton propriu-zis,
— etajul de ieșire.

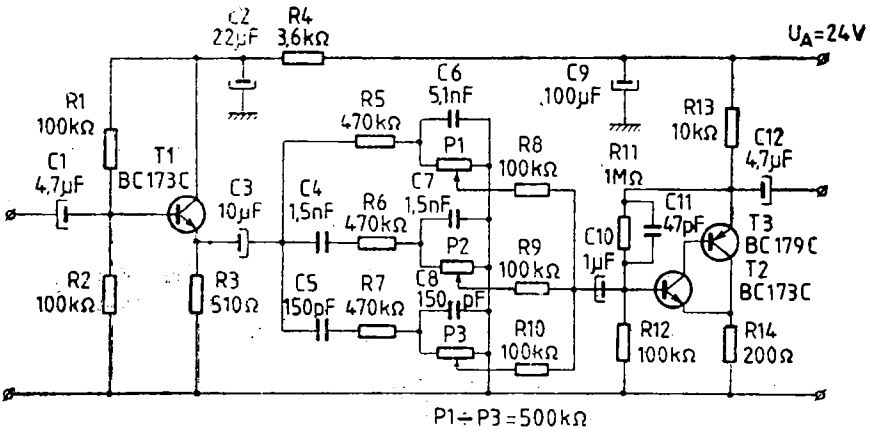


Figura 3.10 Corector de ton cu trei secțiuni — varianta 1.

Etajul de intrare conține tranzistorul *T1*, amplasat într-o configurație de tip repetor pe emitor, care permite optimizarea adaptării de impedanță sursă semnal-intrare montaj.

Corectorul de ton propriu-zis este format din 3 filtre pasive care împart banda de audiofrecvență în 3 secțiuni egale. Semnalul corectat se însumează la bornele rezistențelor *R8*, *R9* și *R10* și ulterior este amplificat de etajul de ieșire.

Acesta are rolul de a suplini atenuarea semnalului audio introdusă de cele 3 filtre pasive. Configurația etajului de ieșire, care conține tranzistoarele *T2* și *T3*, este de tip super-G. Ea a fost aleasă pentru ca odată cu asigurarea unei amplificări mari distorsiunile THD ale montajului să fie foarte reduse. Potențiometrul *P1* reglementează amplificarea frecvențelor joase (40 ÷ 600 Hz), potențiometrul *P3* amplificarea frecvențelor înalte (2 ÷ 18 kHz). Procentul de distorsiuni THD $\leqslant$ 0,02%. Montajul se realizează practic pe o plăcuță de striclostratitex placat cu cupru, iar în mod obligatoriu conexiunile de intrare, ieșire și cele care privesc grupul de potențiometre *P1*, *P2* și *P3* se realizează cu conductor ecranat.

O altă variantă de corector de ton cu 3 secțiuni este prezentată în fig. 3.11.

Acest tip de corector realizează atît atenuarea cît şi amplificarea semnalului audio-util dintr-o porţiune din banda de audiofrecvenţă, conform tipului de corecţie ales (frecvenţe joase, medii, înalte). Montajul se bazează pe utilizarea reacţiei negative sau pozitive, funcţie de poziţia aleasă

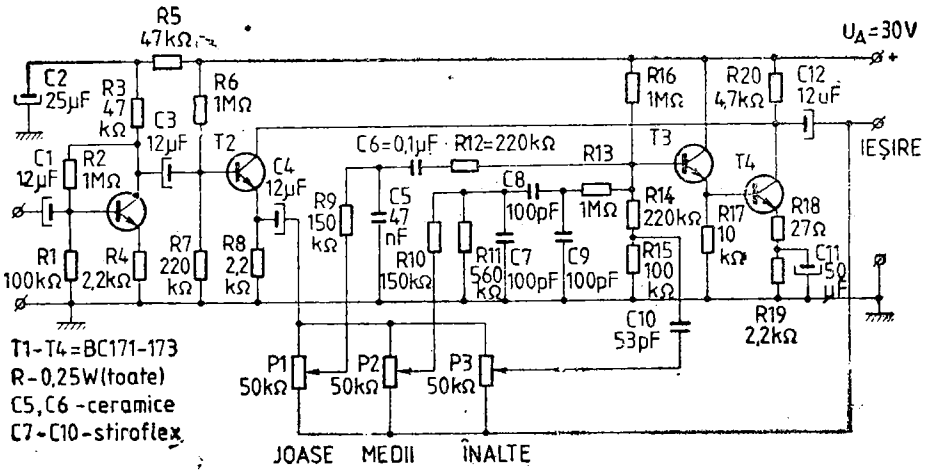


Figura 3.11 Corector de ton cu trei secţiuni — varianta 2.

pentru cele 3 potenţiometre de reglaj. Datorită faptului că reaţia pozitivă este întotdeauna subunitară, nu există pericolul de instabilitate în funcţuionare sau apariţie a unor oscilaţii nedorite în cadrul montajului. Performanţele lui sînt următoarele :

— tensiunea maximă de intrare 100 mV ;
— distorsiuni armonice totale $\leqslant 0{,}1\%$;
— distorsiuni de intermodulaţie $\leqslant 0{,}4\%$;
— raport semnal/zgomot $\geqslant 65$ dB ;
— reglaje de ton : $f = 40$ Hz, $A = -22$ dB ... $+20$ dB —
$f = 1$ kHz, $A = -24$ dB ... $+20$ dB.
$f = 15$ kHz $A = -22$ dB ... $+20$ dB.

Semnalul se aplică etajului de intare care conţine tranzistorul *T1*, prin intermediul condensatorului *C1*. Acest etaj este un amplificator de tensiune, prevăzut în scopul majorării amplitudinii semnalului de intrare în vederea unor prelucrări ulterioare. Amplificarea etajului este de cca 25 dB. Semnalul amplificat se preia din colectorul lui T1 prin intermediul condensatorului *C3* şi ulterior este aplicat etajului funcţional care conţine tranzistorul *T2*. Acest etaj are un dublu rol. O parte a semnalului audio util se transmite nemodificată la ieşirea montajului (colector *T4*) iar altă parte se preia din emitorul tranzistorului *T2* prin intermediul condensatorului *C4*. De la cursoarele potenţiometrelor *P1*, *P2* şi *P3* semnalul audio se aplică unor filtre RC care creează corecţia de frecvenţă urmărită în fiecare subbandă de audiofrecvenţă.

Ulterior, semnalul audio corectat se însumează ponderat prin intermediul rezistenţelor *R12*, *R13* şi *R14* şi apoi e preluat de etajul repetor pe emitor care conţine tranzistorul *T3*. După acest lucru, semnalul este amplificat de un al doilea etaj funcţional care conţine tranzistorul *T4*, în scopul compensării atenuării introduse de filtrele pasive. Să nu uităm însă că acum

semnalul audio preluat din emitorul lui *T3* și corectat de cele trei filtre pasive este defazat cu 180° față de semnalul audio inițial. În funcție de poziția cursoarelor celor trei potențiometre *P1*, *P2* și *P3* semnalul audio defazat se însumează cu cel inițial cu o pondere mai mare sau mai mică, realizîndu-se astfel atenuarea sau amplificarea semnalului audio inițial. Legătura galvanică dintre ieșirea montajului și bornele celor trei potențiometre de reglaj *P1*, *P2* și *P3* constituie o buclă de reacție, care devine pozitivă sau negativă în funcție de poziția fiecăruie cursor. Configurația aleasă pentru schema electrică permite obținerea unor amplificări sau atenuări mari, în porțiuni în banda de audiofrecvență, distorsiunile la ieșirea montajului fiind minime.

3.7 CORECTOR DE TON CU POSIBILITĂȚI MULTIPLE

Majoritatea corectoarelor de ton sînt de tip Baxandall. Acest circuit, folosit frecvent datorită simplității sale, prezintă totuși unele deficiențe. Dezavantajul esențial al unui circuit Baxandall clasic îl constituie efectul de corecție foarte mare la extremitățile benzii de audiofrecvență. Un alt dezavantaj al unui circuit Baxandall clasic îl constituie lipsa posibilității de corecție a amplitudinii semnalului audio util în zona centrală de audiofrecvență.

S-a pus problema modificării circuitului Baxandall, în așa fel ca în urma schimbărilor efectuate să nu se complice prea mult montajul, să fie lărgite posibilitățile sale de lucru, și să nu fie afectate performanțele în ceea ce privește banda de frecvență de lucru, nivelul distorsiunilor și al zgomotului de fond. Schema electrică de principiu a circuitului Baxandall modificat este prezentată în fig. 3.12. Valorile componentelor au fost ast-

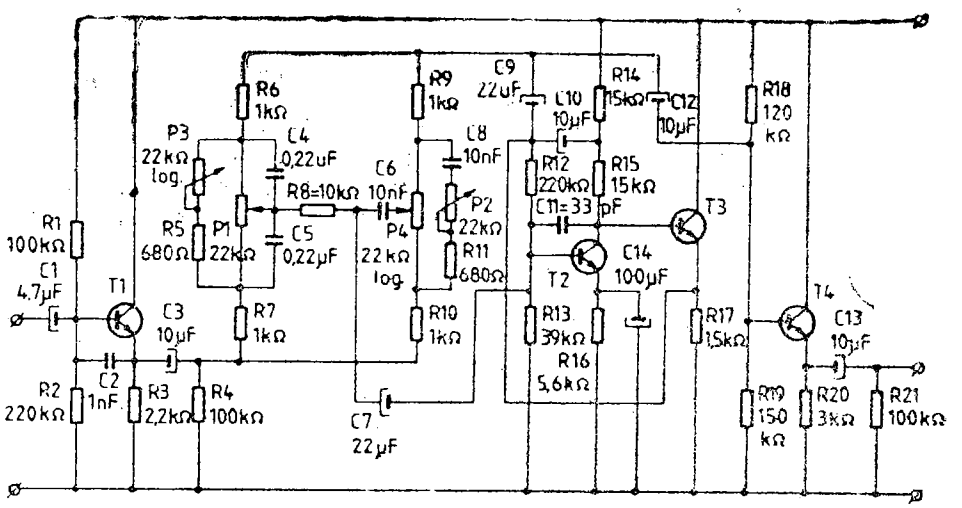


Figura 3.12 Corector de ton cu posibilități multiple.

fel alese încît să optimizeze funcționarea circuitului din toate punctele de vedere.

Semnalul audio util se aplică montajului prin intermediul condensatorului *C1*. Etajul de intrare care conține tranzistorul *T1* reprezintă un

repetor pe emitor. Acest tip de etaj are rolul de adaptare între impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a corectorului. Semnalul obținut în emitorul lui *T1* este aplicat rețelei modificate de corecție Baxandall, și ulterior etajului următor care conține tranzistoarele *T2* și *T3* prin intermediul condensatorului *C7*. Acest etaj constituie un amplificator de bandă largă, necesar compensării atenuării introduse de rețeaua de corecție. Datorită conexiunii de tip bootstrap etajul oferă montajului avantajul unei amplificări mari cu distorsiuni minime. Atît *C2* cît și *C11* au rolul de reducere la minim a instabilității montajului și evitare completă a posibilității de apariție a oscilațiilor. De asemenea configurația în curent continuu a etajului implică o bună stabilitate termică într-un domeniu larg de temperatură.

Etajul de ieșire conține tranzistorul *T4* și reprezintă un repetor pe emitor care de asemenea are rolul unui adaptor de impedanță.

Posibilitățile corecțiilor efectuate în banda de audiofrecvență s-au mărit esențial. Alegînd diferite combinații intermediare cazurilor limită, se pot obține diverse variante care să optimizeze cerințe corecțiilor efectuate.

Performanțele montajului:
- tensiunea maximă de intrare 200 mV
- impedanța de intrare 82 kΩ
- impedanța de ieșire 1 kΩ
- raport semnal/zgomot $\geqslant$ 70 dB
- distorsiuni armonice totale $\leqslant$0,1%
- distorsiuni de intermodulație $\leqslant$ 0,3%.

3.8 CORECTOR DE TON HI—FI

În vederea extinderii posibilității de lucru a corectorului de ton cu două secțiuni tip Baxandall, în urma unei proiectări îngrijite s-a obținut o variantă care realizează corecția dorită în banda de audiofrecvență, pentru frecvențele joase, medii și înalte. În scopul optimizării funcționării montajului se utilizează circuite integrate specializate în amplificarea semnalelor electrice de nivel mic, care prezintă concomitent un raport semnal/zgomot foarte bun (circuitul integrat βM 387 AN). Montajul deține următoarele performanțe:
- impedanța de intrare 100 kΩ
- tensiunea maximă de intrare 200 mV
- banda de recență 20 Hz — 20 kHz
- amplitudinea corecțiilor: $f = 40$ Hz: $A = \pm 14$ dB
  $f = 1$ kHz: $A = \pm 12$ dB
  $f = 12{,}5$ kHz: $A = \pm 12$ dB
- raport semnal/zgomot $>$ 70 dB
- dostorsiuni armonice totale $<$ 0,06%
- distorsiuni de intermodulație $<$ 0,02%.

Schema electrică a corectorului de ton este prezentată în fig. 3.13. Se observă prezența a 2 blocuri funcționale distincte și anume etajul de intrare și etajul corector de ton propriu-zis.

Etajul de intrare conține un amplificator operațional la care semnalul de intrare se aplică, prin intermediul grupului *R1 C1*, la intrarea inver-

soare. Amplificatorul operațional este amplasat într-o configurație de tip repetor destinată adaptărilor de impedanțe sursă de semnal-intrare în monta. Totodată aplicarea semnalului. de intrare în această manieră permite un transfer informațional intrare-ieșire a formei de undă proprii sem-

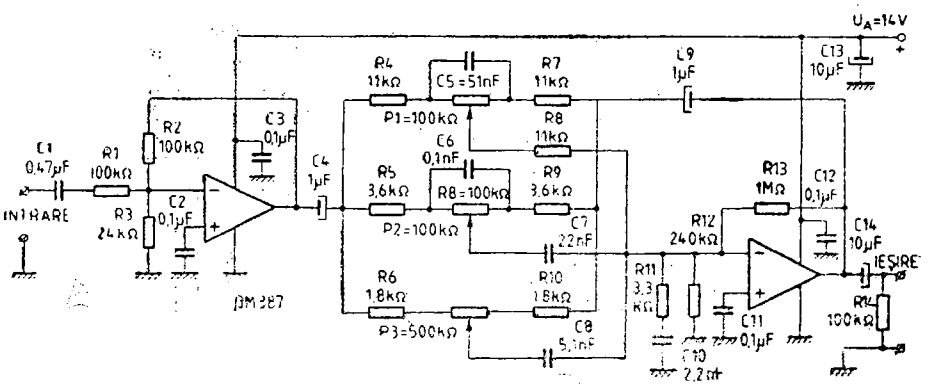


Figura 3.13 Corector de ton Hi-Fi.

nalului de audiofrecvență cu distorsiuni minime. De la ieșirea amplificatorului operațional semnalul audio se aplică, prin intermediul condensatorului *C4*, etajului corector de ton propriu-zis.

Acesta reprezintă un filtru activ, reacția negativă fiind dozată de semnalele prelucrate și însumate pe intrarea lui inversoare, la care sînt conectate cursoarele celor trei potențiometre de reglaj. Configurația schemei electrice permite efectuarea amplificării sau atenuării dorite în subbanda de audiofrecvență, funcție de poziția potențiometrelor *P1*, *P2* și *P3*.

3.9 EGALIZOR PARAMETRIC CU PERFORMANȚE RIDICATE

Egalizorul parametric prezentat face parte din categoria montajelor Hi-Fi necesare într-un lanț audio cu performanțe moderne. Montajul folosește performanțele superioare ale circuitelor integrate. Egalizorul îndeplinește funcțiile unui circuit Baxandall cu posibilități extinse de lucru, realizînd o diversitate de caracteristici funcționale, capabile de a satisface cerințele cele mai exigente. Pentru realizarea cît mai simplă și totodată pentru obținerea unor rezultate optime s-au îmbinat proprietățile filtrelor active cu performanțele ridicate ale amplificatoarelor operaționale.

Să analizăm schema electrică prezentată în fig. 3.14. Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului *C1* pe intrarea neinversoare a amplificatorului operațional *A1*. Controlul frecvențelor joase se realizează cu ajutorul potențiometrului *P1*. Dacă cursorul potențiometrului *P1* este „deplasat" spre ieșirea lui *A1*, o mare parte din componentele de joasă frecvență ale semnalului de intrare vor trece prin filtrul trece-jos *C2 R3 P3* și vor apare în punctul V_0. Deoarece amplificatorul operațional *A2* inversează semnalul, rezultă că obținem la ieșirea lui o atenuare a componentelor de joasă frecvență. Dacă se inversează „deplasarea",

cursorului potențiometrului *P1*, se obține o scădere a componentelor de joasă frecvență pe intrarea neinversoare a lui *A2*, deci amplificarea finală a frecvențelor joase crește.

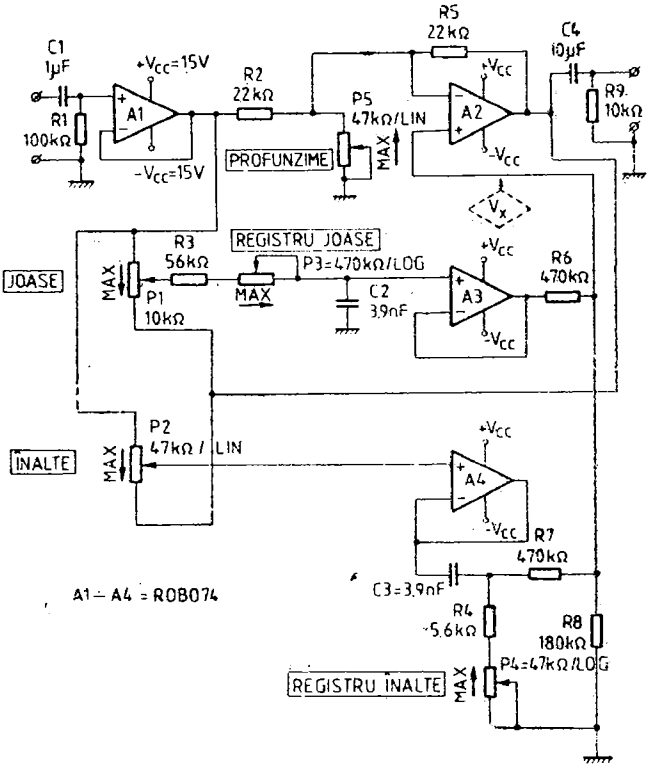


Figura 3.14 Egalizor parametric.

Registrul de ieșire al frecvențelor joase se reglează cu ajutorul potențiometrului *P3*, modificînd atenuarea filtrului *C2 R3 P3*. Similar, se obțin aceleași rezultate pentru frecvențele înalte, cu ajutorul filtrului trece-sus *C3 P4 R4* și al amplificatorului operațional tampon *A4*. Registrul de ieșire al frecvențelor înalte se obține printr-o manevrare corespunzătoare a cursorului potențiometrului *P4*.

În ambele cazuri, potențiometrul *P5* controlează suma reacțiilor negative aplicate lui *A2*. În acest fel se reglează nivelul profunzimii corecțiilor.

Performanțele egalizorului reies imediat din analiza caracteristicilor funcționale, cu ajutorul unui generator de audiofrecvență și unui osciloscop.

În figura 3.15.a se prezintă caracteristicile de ieșire ale egalizorului pentru un registru constant și o profunzime a corecțiilor constantă. În figura 3.15.b se prezintă caracteristicile de ieșire ale egalizorului pentru un registru constant și o profunzime variabilă a corecțiilor.

În figura 3.15.c se prezintă caracteristicile de ieșire ale egalizorului pentru profunzime constantă, registru variabil și răspuns liniar la frecvențe înalte.

În cele trei diagrame sînt date și valorile, maxime sau minime, ale potențiometrelor *P2—P3*, din punct de vedere al acționării, corelat cu indicațiile menționate în fig. 3.14.

Pentru realizarea practică a montajului se vor folosi componente de bună calitate, sortate în clasa de precizie 2%. Ca amplificatoare ope

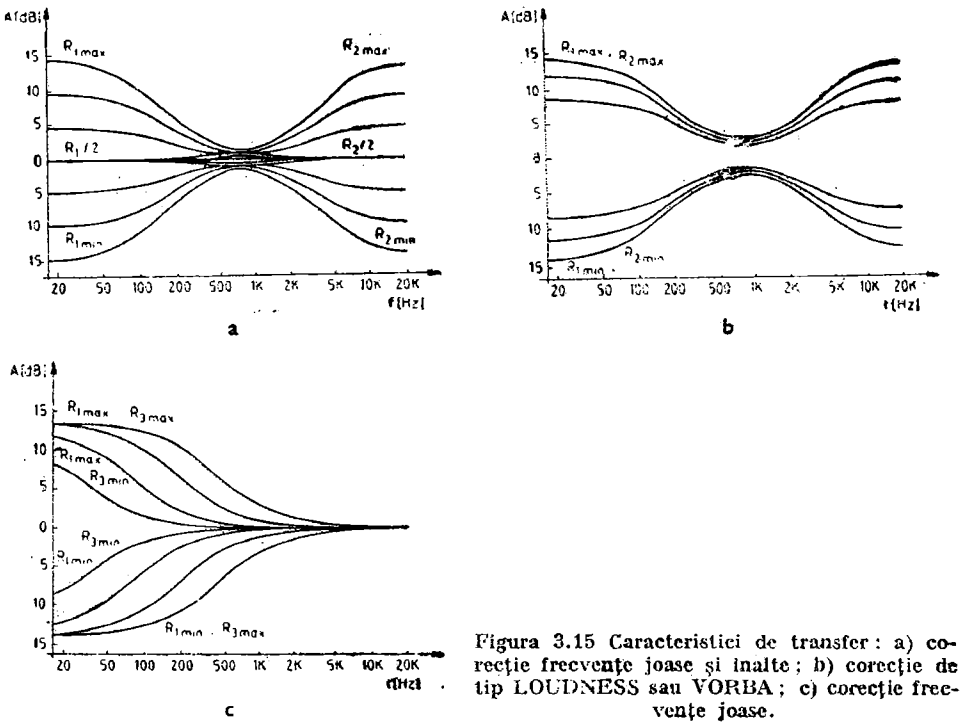


Figura 3.15 Caracteristici de transfer: a) corecție frecvențe joase și înalte; b) corecție de tip LOUDNESS sau VORBA; c) corecție frecvențe joase.

rațională se folosesc circuite de tip 3A 741, ROB 074. Se recomandă o tensiune de alimentare ± 15 V, de la o sursă dublă bine stabilizată și filtrată. Cablajul imprimat se va realiza cu atenție, folosind conexiuni de lungime minimă și apoi se va ecrana corespunzător.

Montajul se poate realiza și în varianta stereo, utilizînd potențiometri dubli.

3.10 EGALIZOR GRAFIC HI—FI

Egalizorul grafic prezentat în această lucrare constituie o soluție de vîrf, capabilă de a satisface pretențiile cele mai exigente. Pentru efectuarea corecțiilor de mare finețe în plaja de audiofrecvență a semnalului util, conform scopului urmărit, s-a ales o împărțire a benzii de audiofrecvență în 10 intervale. În fiecare interval există un punct de inflexiune central, unde amplitudinea semnalului audio corectat poate lua valori maxime sau minime. Pentru realizarea cu ușurință de către constructori, s-a ales un montaj care folosește în întregime componente discrete realizate în România.

Folosind potențiometrii cu cursă liniară, dispuși paralel pe panoul frontal al aparatului, apare, unind cu o linie imaginară cursorii acestora, diagrama de răspuns amplitudine-frecvență a egalizorului. De aici provine și denumirea acestui tip de egalizor.

Performanțele montajului sînt următoarele:

— curentul absorbit: cca 100 mA
— domeniu de lucru: 20 Hz ÷ 20 000 Hz
— puncte de inflexiune: 30 Hz; 60 Hz; 120 Hz; 240 Hz; 480 Hz; 960 Hz; 1920 Hz; 3840 Hz; 7680 Hz; 15360 Hz
— plaja de corecție ± 14 dB
— corecția în punctele de inflexiune: ± 20 dB
— banda de trecere: — 0,25 dB în intervalul 20 Hz ÷ 20470 Hz
— 1 dB în intervalul 14 Hz ÷ 52000 Hz
— tensiunea maximă de intrare: 250 mV
— impedanța de intrare 100 kΩ
— impedanța de ieșire 600 Ω.

Să analizăm schema electrică de principiu a egalizorului din fig. 3.16.

Se observă că egalizorul prezentat conține 3 etaje principale și anume:

— etajul de intrare, care conține tranzistorul *T1*;
— etajul corector tensiune-frecvență, care conține tranzistoarele *T2*, *T3*, *T4*;
— etajul de ieșire, care conține tranzistoarele *T5* și *T6*.

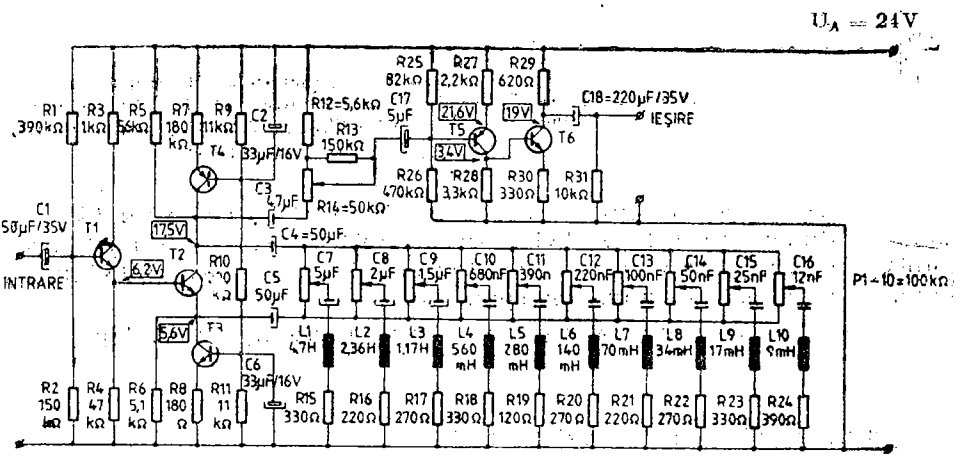


Figura 3.16 Egalizor grafic.

Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului *C1* în baza tranzistorului *T1*. Etajul de intrare e repetor pe emitor, asigurînd o bună adaptare între impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a egalizorului. Rezistența *R3* aflată în colectorul lui *T1* are rolul de a îmbunătăți performanțele etajului de intrare în privința zgomotului de fond. Semnalul util se preia din emitorul tranzistorului *T1* și se aplică prin cuplaj direct etajului corector tensiune-frecvență, în baza lui *T2*.

Etajul corector tensiune-frecvență, care include tranzistoarele *T2*, *T3*, *T4*, are o alcătuire specială. Pentru a realiza variația nivelului de tensiune, într-o plajă largă de frecvențe, apare necesară posibilitatea realizării unei amplificări mari, fără a produce distorsiuni ale formei de undă a semnalului și fără a introduce defazaje suplimentare funcție de frecvență. Soluția aleasă reprezintă un etaj de amplificare cu sarcină dinamică în colector și emitor. Sarcina dinamică reprezintă de fapt un generator de curent constant, realizat cu unul sau mai multe tranzistoare. Folosind ca sarcină un generator de curent constant se obține creșterea și stabilizarea factorului de amplificare, mărirea impedanței de intrare, lărgirea benzii de trecere a amplificatorului și, lucru esențial în funcționarea egalizorului, posibilitatea aplicării reacției pozitive în prezența reacției negative globale. Tranzistorul *T4* realizează pentru *T2* o sarcină dinamică. Aceasta prezintă în „curent continuu" o rezistență mică, iar în „curent alternativ" o rezistență mare. În acest fel se asigură etajului posibilitatea de a realiza o amplificare mare, cu toate avantajele sus-menționate. *T3* reprezintă o sarcină dinamică asemănătoare, amplasată în emitorul lui *T2*.

Astfel apare posibilitatea stabilirii cu ușurință a punctului de funcționare statică a lui *T2*, concomitent cu facilitatea aplicării celor două tipuri de reacție în mod simultan. Corecția semnalului util, în ceea ce privește amplificarea funcție de frecvență, se realizează în felul următor. Se observă că în colectorul și emitorul lui *T2* se află cuplate, prin intermediul condensatoarelor *C4* și *C5*, cele zece filtre LC. Acestea acționează asupra plajei de frecvență funcție de poziția cursorului potențiometrelor *P1* — *P10*. Practic, se realizează o reacție pozitivă sau negativă pentru banda de frecvență în care este acordat filtrul amplasat pe cursorul fiecărui potențiometru.

Dacă, de exemplu, cursorul lui *P1* se află „deplasat" spre condensatorul *C4*, se realizează mărirea reacției negative, deci se produce o atenuare în banda de frecvențe joase, cu maximul de atenuare pe frecvența de 30 Hz pe care este acordat filtrul. În cazul deplasării inverse a cursorului potențiometrului *P1* spre *C5*, se realizează mărirea reacției pozitive, deci frecvențele joase vor fi amplificate, obținându-se un maxim de amplificare pe frecvența de 30 Hz. Rezistențele *R5* și *R6* precizează limitele amplificării sau atenuării maxime, pentru prevenirea distorsiunilor sau posibilității de apariție a oscilațiilor în cazul unei amplificări mari.

Cele zece filtre LC asigură acoperirea completă a benzii de frecvențe audio în ceea ce privește posibilitățile de corecție dorite (fig. 3.17).

Rezistențele înseriate cu filtrele (ex. *R15* cu *L1 C7*) asigură amortizarea necesară evitării unor variații prea accentuate ale amplificării sau atenuării pe frecvențele centrale de acord ale filtrelor RC, în punctele de inflexiune alese. Semnalul util corectat este preluat din colectorul lui *T2* prin intermediul condensatorului *C3* și apoi al potențiometrului semireglabil *R14*. Ulterior, semnalul util se aplică etajului de ieșire prin intermediul condensatorului *C17*, în baza lui *T5*. Grupul *R13 R14* a fost prevăzut pentru a exista posibilitatea unei ajustări fine a nivelului semnalului de ieșire.

Etajul de ieșire include tranzistoarele *T5* și *T6*. *T5* realizează un tampon între etajul corector tensiune-frecvență și etajul de ieșire. *T6* realizează o impedanță de ieșire convenabilă a etajului de ieșire al egalizorului.

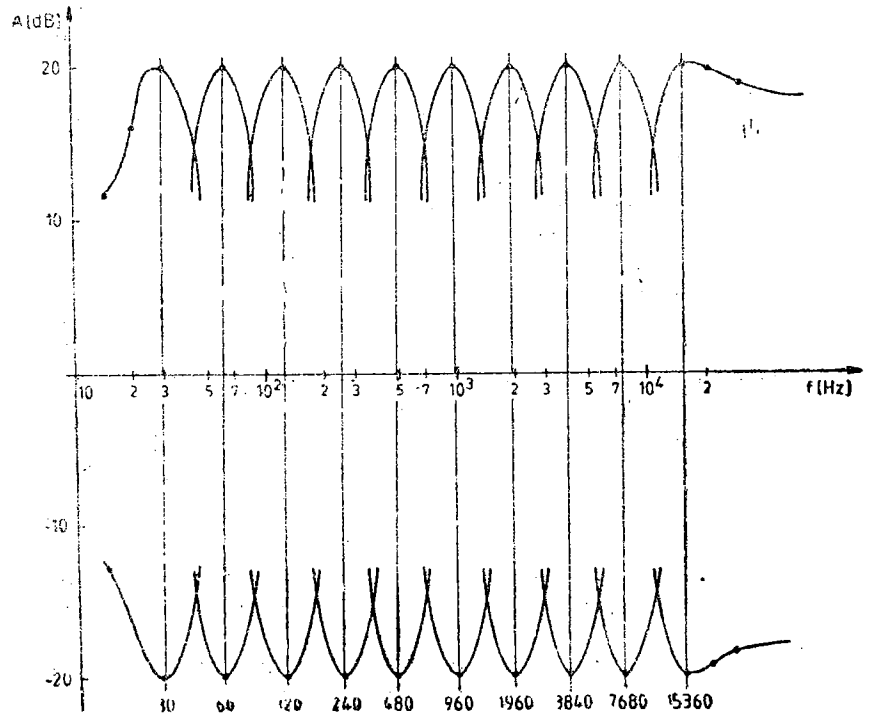


Figura 3.17 Posibilităţile de corecţie ale caracteristicii de transfer amplitudine-frecvenţă.

Montajul se execută pe plăcuţe de circuit imprimat. O variantă de cablaj imprimat este prezentată în fig. 3.18.a. Pentru cele zece filtre LC s-a ales cablajul prezentat în fig. 3.19.a.

Constructorul poate face mici modificări ale dimensiunilor plăcuţelor de circuit imprimat, funcţie de gabaritul pieselor folosite, păstrînd însă configuraţia cablajului. Pentru obţinerea unor rezultate optime se impune folosirea rezistenţelor cu peliculă metalică, iar condensatoarele electrolitice de cuplaj dintre etaje vor fi obligatoriu cu tantal.

Performanţele montajului impun implicit realizarea variantei stereo. Plăcuţa de cablaj imprimat din fig. 3.18 se realizează în dublu exemplar, iar placa din fig. 3.19 se realizează într-un singur exemplar, deoarece este proiectată pentru varianta stereo a montajului.

Poziţionarea componentelor prezentate în schema electrică se face conform fig. 3.18.b iar poziţionarea celor zece filtre LC (varianta stereo) se face conform fig. 3.19.b. Fiecare grup RLC se ecranează cu cîte o plăcuţă de alamă dimensionată corespunzător, care în final se conectează la masa generală a montajului (în locurile prevăzute pe cablaj), în scopul evitării influenţelor reciproce între bobine sau bobine-montaj. Se recomandă realizarea bobinelor pe carcase tip oală de ferită, pentru obţinerea unor bobine cu dimensiuni minime.

Se amplasează componentele pe plăcuţele de cablaj imprimat, respectînd cu stricteţe polarităţile condensatoarelor electrolitice.

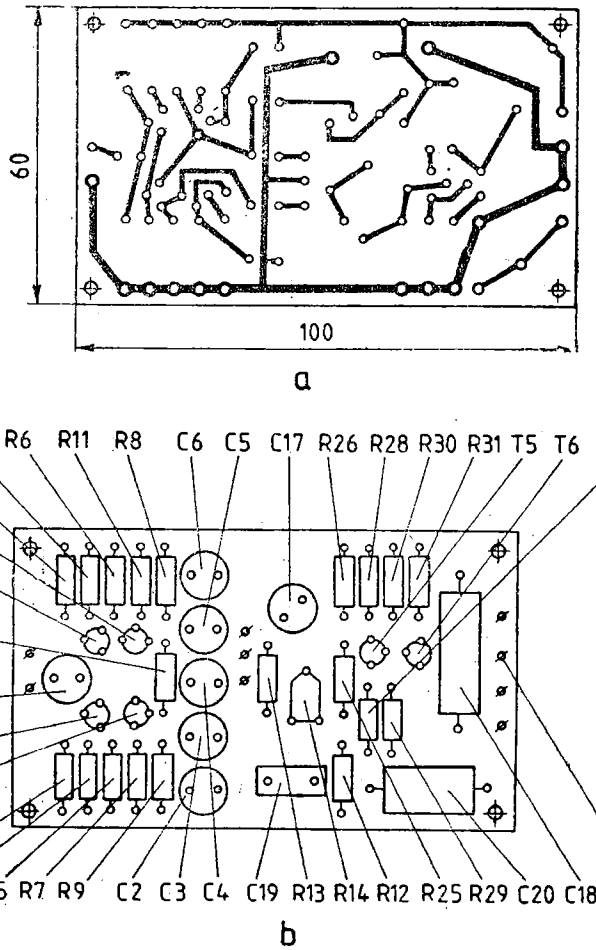


Figura 3.18 Realizarea egalizorului grafic; a) circuitul imprimat; b) amplasarea componentelor.

După amplasarea componentelor pe plăcile de cablaj imprimat şi fixarea lor pe şasiul egalizorului (inclusiv alimentatorul de 24 V, stabilizat) se execută *forma de cablu*. Forma de cablu reprezintă totalitatea conexiunilor între blocurile funcţionale, realizate după un traseu printre acestea, cît mai convenabil, dinainte stabilit. După realizarea formei de cablu, aceasta se rigidizează prin matisare cu un fir de sfoară cerată. Conexiunile din forma de cablu se execută cu cablu ecranat (în afară de firele destinate alimentării) iar firul de masă are o secţiune minimă de 2 mm^2. Obligatoriu se prevăd pe şasiul metalic al egalizorului cose pentru rigidizarea formei de cablu.

Se realizează suportul metalic pentru potenţiometrii liniari dubli (cu cursă liniară) de 100 kΩ şi după montare se verifică fiecare potenţiometru cu un ohmetru, deoarece orice întrerupere are consecinţe negative în funcţionarea egalizatorului. Practic, o întrerupere duce la nefuncţionarea grupului RLC aferent, odată cu apariţia unei surse de zgomot de fond.

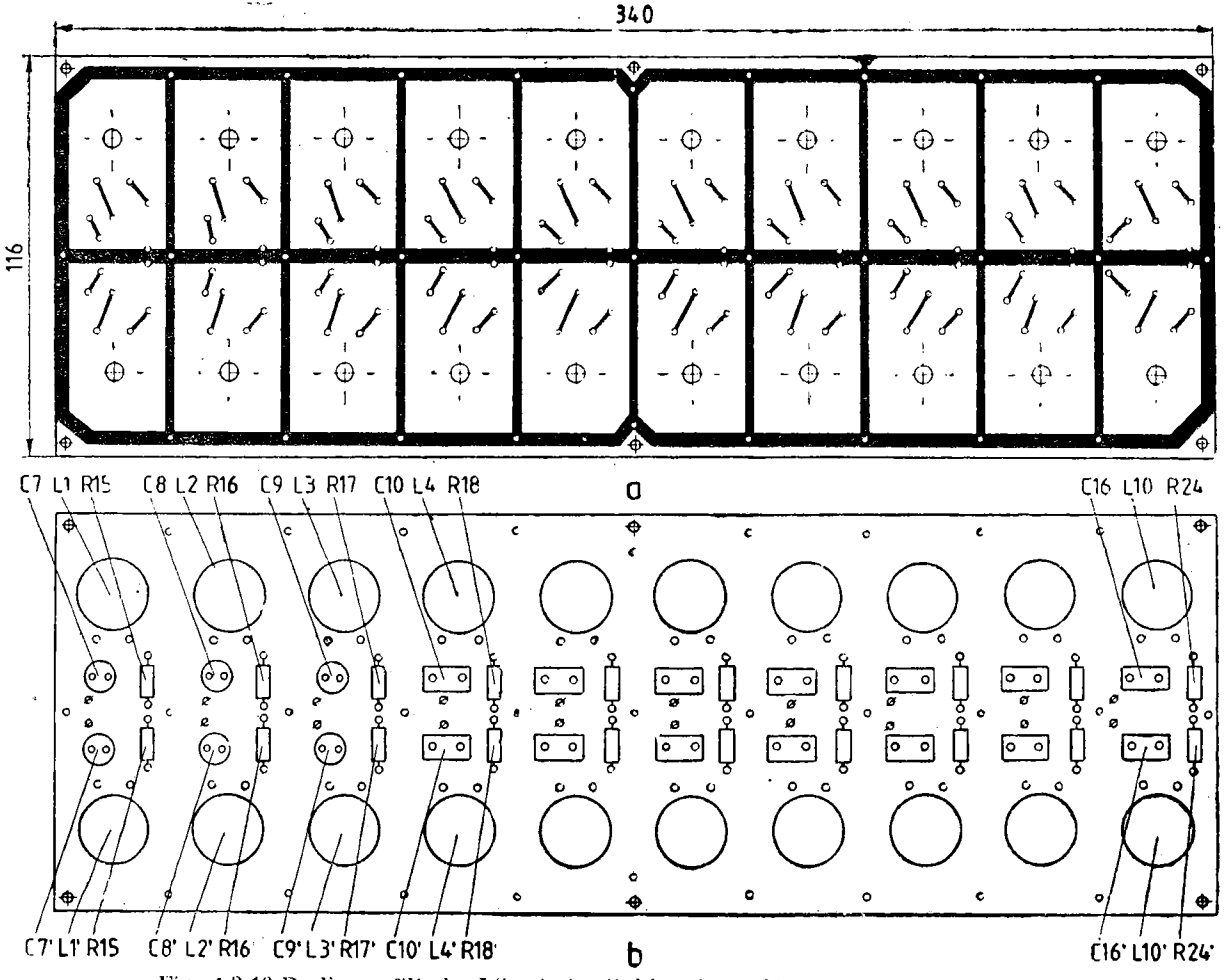


Figura 3.19 Realizarea filtrelor LC : a) circuitul imprimat ; b) amplasarea componentelor.

După montarea pe șasiul egalizorului și a grupului de potențiometri verificați, se fac legăturile între blocurile funcționale cu grijă, verificînd cu un buzer sau ohmetru continuitatea fiecărui fir înainte de efectuarea sudurilor la cele două capete ale acestuia. Sudurile la tresa metalică a cablurilor ecranate se execută, de asemenea, cu grijă, evitînd categoric suduri superficiale sau reci. Se reamintește că de calitatea sudurilor depind performanțele montajului și buna lui funcționare.

După executarea tuturor legăturilor între blocurile funcționale ale montajului se execută cîte un strap la mufa de intrare între cele două intrări și masă și se alimentează, inițial separat, fiecare dintre cele două secțiuni identice ale egalizorului, după care se verifică prezența tensiunilor în punctele statice de funcționare ale blocurilor montajului. Verificarea se face comparînd valorile obținute cu cele menționate în schema electrică. Eroarea maximă admisă este de 2%. Se utilizează un voltmetru cu impedanță mare de intrare.

După terminarea verificărilor pentru fiecare „canal" stereo, se scot șrapurile de la mufa de intrare, se reface alimentarea comună pentru ambele canale și cu aceasta egalizorul este gata de funcționare.

În scopul obținerii unei corecții fine a amplificării finale care trebuie să fie identică pentru cele două secțiuni ale egalizorului se acționează cursoarele potențiometrelor semireglabile *R14* și *R14'*.

Pentru obținerea cu exactitate a maximului sau minimului de amplificare în punctele de inflexiune se poate modifica fin rezonanța circuitelor LC, acționînd asupra bobinei (cîteva spire în plus sau minus). Maximul sau minimul de amplitudine pe frecvența punctului de inflexiune (pentru obținerea amplificării/atenuării de 20 dB) se reglează modificînd în limite foarte mici valoarea rezistenței aferente fiecărui grup LC (eventual) prin sortarea rezistențelor de „aceeași" valoare cu toleranță mai mare.

4 REDUCEREA ZGOMOTULUI

4.1 REDUCĂTOR DE BRUM

Majoritatea aparatelor electroacustice, atît cele industriale cît şi cele realizate de constructorii amatori, utilizează pentru alimentarea cu energie electrică reţeaua de alimentare industrială destinată acestui scop. Deoarece aproape toate etajele amplificatoare de audiofrecvenţă utilizează o tensiune continuă de valoare diferită faţă de cea a reţelei electrice (tensiunea de reţea este alternativă), în scopul conversiei energiei electrice la parametrii nominali de funcţionare se utilizează un transformator coborîtor de tensiune urmat de un redresor. Schema electrică cel mai des utilizată (datorită simplităţii şi fiabilităţii) este prezentată în fig. 4.1. Se observă prezenţa unei punţi redresoare, formată din diodele *D1 — D4* care preiau tensiunea alternativă din înfăşurarea secundară a transformatorului coborîtor de tensiune şi livrează o tensiune continuă pulsatorie filtrată de condensatorul *C1*.

Schema prezintă un dezavantaj esenţial şi anume permite apariţia brumului de reţea, sezizabil mai ales în lipsa semnalului util de audiofrecvenţă.

Pentru eliminarea brumului sînt posibile două soluţii radicale şi anume :

— folosirea unui redresor stabilizat de tensiune, care livrează o tensiune continuă cu factor de stabilitate ridicat, indiferent de consumul amplificatorului ;

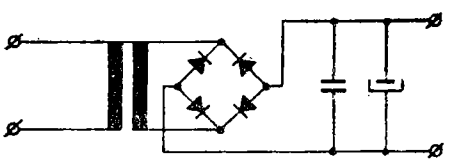


Figura 4.1 Schema electrică a redresorului clasic.

— folosirea unui amplificator de audiofrecvenţă imun la fluctuaţiile tensiunii de alimentare (etaje diferenţiale de intrare, filtraje suplimentare cu diode Zener etc.).

De cele mai multe ori cele două soluţii nu sînt aplicabile practic, deoarece în majoritatea cazurilor atît redresorul cît şi amplificatorul există fizic, iar o modificare este laborioasă şi de multe ori imposibilă (lipsa de spaţiu util într-un aparat de provenienţă industrială). Pentru rezolvarea

problemei se propune schema electrică prezentată în fig. 4.2. Se observă că fără a face modificări esenţiale, doar cu adăugarea cîtorva componente faţă de schema electrică din fig. 4.1, se obţine un redresor cu o foarte bună reţecţie a brumului de reţea. Conceperea schemei se bazează pe faptul că brumul de reţea este sezizabil în lipsa sau la nivel foarte mic al semnalului de audiofrecvenţă util.

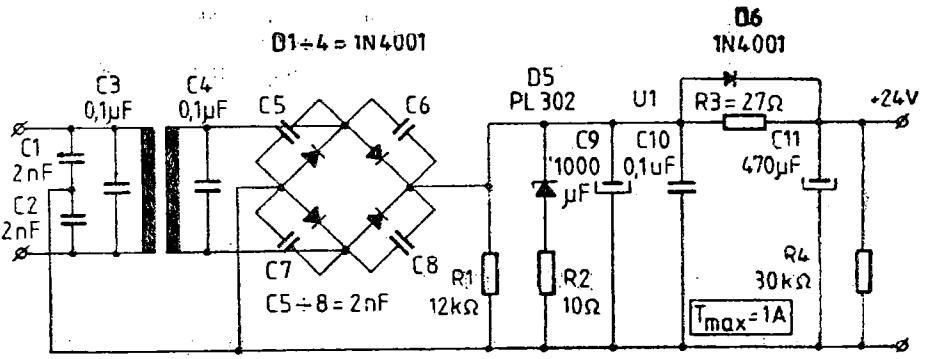


Figura 4.2 Reducător de brum.

Grupul de condensatoare *C1 — C4* serveşte la diminuarea semnalelor parazite de radiofrecvenţă ce pot ajunge în redresor, captate de reţeaua de alimentare.

Tensiunea de la înfăşurarea secundară a transformatorului de reţea este aplicată grupului de diode *D1 — D4*. O primă măsură pentru micşorarea brumului de reţea este montarea, în paralel cu fiecare diodă, a cîte unui condensator (*C5 — C8*). Aceste condensatoare servesc la stabilizarea regimului de comutaţie al diodelor.

Rezistenţa *R1* stabilizează regimul de funcţionare al punţii redresoare formate din diodele *D1 — D4*. Grupul *D5 R2* îmbunătăţeşte comportarea redresorului în privinţa regimurilor tranzitorii de funcţionare. Se limitează la valoarea tensiunii de lucru a diodei Zenner amplitudinea unei eventuale unde de supratensiune care poate apărea (tensiunea oscilantă de restabilire în cazul deconectării alimentatorului sau altă undă de supratensiune ce s-ar putea propaga după puntea redresoare).

Grupul *R3 D6 C11* serveşte la reducerea substanţială a brumului de reţea. La nivele foarte mici ale semnalului de audiofrecvenţă util sau în lipsa lui, curentul de mers în gol al amplificatorului care trece prin rezistenţa *R3* provoacă la bornele diodei *D6* o tensiune mai mică decît cea necesară deschiderii acesteia. Astfel tensiunea, în această situaţie, este filtrată de reţeaua *C10 R3 C11* care reprezintă un filtru II. Acest filtraj îmbunătăţeşte substanţial forma tensiunii continue, ducînd practic la eliminarea completă a brumului de reţea. Imediat ce curentul a crescut creşte şi tensiunea la bornele diodei *D6* pînă ce aceasta se deschide şi şuntează rezistenţa *R3*. În acest fel scăderea tensiunii de alimentare în sarcină a amplificatorului este neglijabilă (0,6 V), iar brumul de reţea este practic eliminat. Schema se poate aplica la orice alimentator, îmbunătăţind considerabil comportarea acestuia în privinţa raportului semnal-zgomot.

Dimensionarea elementelor alimentatorului (pentru alte valori ale tensiunii și curentului):

$$C5 \div C8 = 1 \div 5 \text{ nF}$$

$$C9 \geq \frac{0{,}04\, I_{max}}{Uco}; \quad R1 \geq \frac{U_1}{I_0}$$

$$R3 = \frac{0{,}6}{1{,}4\, I_0}$$

$$C11 \geq \frac{C9}{3}$$

$$U_{D5} = U_1 + 6 \text{ V}$$

I_0 = curentul de mers în gol al amplificatorului alimentat,
I_{max} = curentul maxim absorbit de alimentatorului,
U_{D5} = tensiunea diodei Zener,
U_1 = tensiunea la bornele condensatorului $C9$.

4.2 REDUCĂTOR DE ZGOMOT 1

Montajul prezentat în fig. 4.3 face parte din categoria limitatoarelor *dinamice* de zgomot. Principiul de funcționare constă în reducerea benzii de trecere a semnalului de audiofrecvență de nivel mic, prin eliminarea spectrului de frecvență situat în intervalul 3 kHz — 18 kHz. Acest lucru se face prin însumarea simultană a două semnale de audiofrecvență situate în acest interval, de același nivel, dar aflate în opoziție de fază. În acest mod zgomotul de fond, care este situat (în marea majoritate) tocmai în acest interval al benzii de audiofrecvență, este limitat.

Semnalul de audiofrecvență se aplică etajului de intrare, care include tranzistorul *T1*. Polarizarea lui este asigurată de grupul *R2 R3*. Condensatorul *C2* evită aplicarea unei reacții negative etajului de intrare și în același timp filtrează suplimentar tensiunea necesară polarizării acestuia. Din colectorul tranzistorului *T1* semnalul de audiofrecvență este aplicat

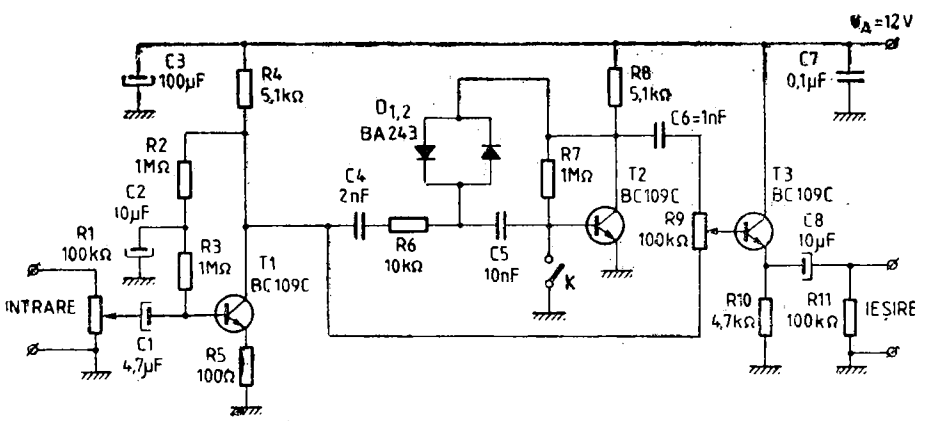


Figura 4.3 Reducător de zgomot — varianta 1.

simultan etajului repetor pe emitor, care conține tranzistorul *T3* și etajului amplificator de tensiune, care conține tranzistorul *T2*. Ultimul preia doar semnalul de audiofrecvență cu spectrul peste 3 kHz, datorită filtrului trece-sus creat de grupul *C4 R6 C5 R7* R_{beT2}.

Amplificatorul de tensiune are rolul de a compensa limitarea în amplitudine a semnalului de audiofrecvență, introdusă de filtrul trece-sus. Din colectorul tranzistorului *T2*, prin intermediul condensatorului *C6*, semnalul prelucrat, care conține numai frecvențe înalte, este aplicat în baza lui *T3*. *T2* a efectuat însă defazarea cu 180° a semnalului audio de frecvență înaltă. Deci cele două semnale, cel nemodificat și cel prelucrat, se însumează prin intermediul potențiometrului *R9* și apoi sînt aplicate simultan în baza lui *T3*.

Printr-un reglaj convenabil al însumării celor două semnale aflate în opoziție de fază (modificînd poziția cursorului potențiometrului semireglabil *R9*), semnalele de nivel mic ($U \leqslant 3$ mV), cu frecvență care depășește valoarea de 3 kHz, se elimină complet. Grupul de diode *D1 D2* are rolul de a scoate din funcțiune (prin limitare) etajul care conține tranzistorul *T2*, deoarece semnalele de audiofrecvență de nivel mare și frecvență înaltă trebuie să rămînă nemodificate.

Reducătorul de zgomot se poate scoate din funcțiune, după dorință, prin închiderea comutatorului *K*. În acest fel se blochează funcționarea lui *T2* (se conectează baza la masa montajului). Eficiența montajului constă în reducerea zgomotului de fond cu cca 8 ÷ 10 dB.

4.3 REDUCĂTOR DE ZGOMOT 2

O variantă simplă de filtru de zgomot, ușor de realizat practic și care nu necesită componente electrice greu de procurat (tranzistoare cu efect de cîmp), este prezentată în fig. 4.4. La baza funcționării montajului se află sesizarea de către acesta a componentelor de frecvență înaltă și *amplitudine mare* ale semnalului audio util. În momentul în care ele

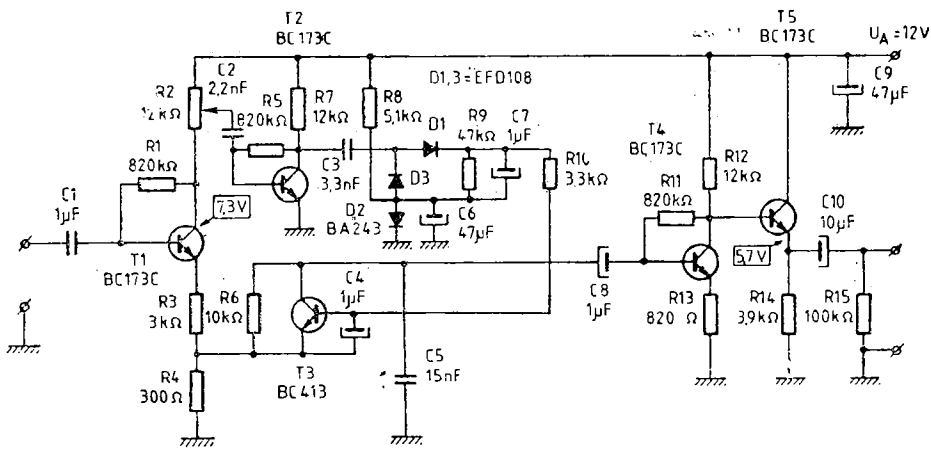


Figura 4.4 Reducător de zgomot — varianta 2.

lipsesc, este acționat un filtru trece jos, care limitează banda de trecere a frecvențelor înalte la cca 1,5 kHz. Astfel se elimină zgomotul de fond care apare în pauzele dintre pasajele muzicale sau cînd semnalul audio util prezintă în banda frecvențelor înalte o amplitudine redusă.

Montajul are următoarele performanțe :

— imedanța de intrare $Z_i = 100$ kΩ

— tensiunea nominală de intrare $U_i = 400$ mV

— banda de frecvență de lucru $\Delta f = 25$ Hz ÷ 20 kHz

— frecvența de tăiere a filtrului trece jos $f_c = 1{,}5$ kHz

— atenuarea în lipsa frecvențelor înalte $A = 10 \div 45$ dB (reglabilă)

— distorsiuni armonice totale THD $\leqslant 0{,}6\%$.

Semnalul audio util se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului *C1*, etajului de intrare care conține tranzistorul *T1*. Din colectorul lui *T1*, semnalul audio se preia prin intermediul condensatorului *C2* și se aplică unui etaj amplificator de tensiune, care conține tranzistorul *T2*. Condensatorul *C2* și rezistența de intrare a lui *T2* realizează un filtru trece-sus, care permite trecerea și amplificarea doar a semnalelor de frecvență înaltă. Din colectorul lui *T2*, semnalul filtrat se aplică prin intermediul condensatorului *C3* redresorului cu dublare de tensiune, care include diodele *D1* și *D2*. Condensatorul *C3* împreună cu impedanța de intrare a redresorului realizează un al doilea filtru trece-sus, astfel că atenuarea însumată a frecvențelor joase începe de la frecvența de 6 kHz (—3 dB) cu o pantă de cca 10 dB/octavă.

Parametrii finali ai celor două filtre trece-sus înseriate s-au ales din considerente practice, deoarece s-a constatat că o astfel de caracteristică optimizează funcționarea filtrului de zgomot pentru majoritatea programelor muzicale.

Dioda *D3* are rolul de limitare a tensiunii continue pulsatorii la un prag inițial prestabilit pentru funcționarea pe porțiunea liniară a tranzistorului *T3* ($U_{min} = 0{,}6$ V).

Tensiunea continuă pulsatorie furnizată de redresorul cu dublare de tensiune este aplicată prin intermediul rezistenței *R10* filtrului trece-jos, format din rezistența *R6*, tranzistorul *T3* și condensatorul *C5*. Rezistența echivalentă colector-emitor a lui *T3* este comandată de tensiunea continuă furnizată de filtru. În momentul lipsei frecvențelor înalte, tensiunea mică de comandă determină o rezistență echivalentă mare colector-emitor a lui *T3*. În acest fel, filtrul trece-jos *R6 C5* limitează semnalul audio util, lăsînd să treacă spre ieșirea montajului doar componentele de frecvență medie și joasă. În cazul în care semnalul audio util prezintă un spectru bogat de frecvențe înalte, tensiunea continuă, de valoare ridicată, furnizată de redresorul cu dublare de tensiune, determină apariția unei rezistențe echivalente colector-emitor reduse a tranzistorului *T3*. În această situație semnalul audio util trece nemodificat spre ieșirea montajului, deoarece rezistența *R6* este șuntată de către *T3*, eliminîndu-se astfel acțiunea filtrului trece-jos *R6 C5*.

În scopul împiedicării pătrunderii pulsațiilor tensiunii continue de comandă (furnizată de redresorul cu dublare de tensiune), s-a prevăzut amplasarea între baza și emitorul lui *T3* a condensatorului *C4*. Acesta, împreună cu *R10* formează un filtru trece-jos care optimizează comanda în tensiune a lui *T3*.

Semnalul audio prelucrat este aplicat, prin intermediul condensatorului *C8*, etajului de amplificare care conține tranzistorul *T4*. Se observă că semnalul audio util destinat prelucrării de filtrul trece-jos (*R6 C5 T3*) este prelucrat de divizorul de tensiune *R3 R4* aflat în emitorul lui *T1*. Sem-

nalul audio util a fost micşorat în scopul limitării distorsiunilor neliniare care ar putea fi introduse de rezistenţa echivalentă colector-emitor a tranzistorului *T3*. Pentru readucerea la nivelul iniţial, semnalul este amplificat de către *T4*, cu cca 23 dB.

Pentru realizarea unei rezistenţe de ieşire convenabile a montajului, s-a prevăzut etajul repetor pe emitor, care conţine tranzistorul *T5*. El este cuplat galvanic cu *T4* tot în scopul minimizării factorului total de distorsiuni THD introduse de montaj.

Pragul de acţionare al filtrului de zgomot este determinat de poziţia cursorului potenţiometrului *R2*. Poziţia dinspre emitorul tranzistorului *T2* corespunde pragului minim de prelucrare introdus de montaj (cca −45 dB).

Montajul se realizează pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu cupru. La realizarea traseelor de cablaj imprimat se iau toate măsurile pentru montaje de acest gen, şi anume traseu de masă lat de minim 3 mm, lipsa buclei de masă, structura fizică de cuadripol a blocurilor funcţionale etc. Se folosesc componente electrice de bună calitate.

După realizarea practică, se alimentează montajul de la o sursă de tensiune $U_A = 12$ V, stabilizată şi bine filtrată.

Se verifică prezenţa tensiunilor menţionate în schema electrică. În cazul unor diferenţe mai mari de 5%, se fac următoarele modificări, în scopul readucerii la regimul normal de funcţionare.

Etajul	*T1*	*T2*	*T4*
Rezistenţa căreia i se modifică valoarea (cu cca 10 ÷ 15%)	*R1*	*R5*	*R11*

După aceste reglaje, montajul se intercalează funcţional la magnetofon, casetofon sau pick-up, între etajul corector de ton şi amplificatorul de putere. Se porneşte aparatul şi, acţionînd cursorul potenţiometrului semireglabil *R2*, se stabileşte nivelul de corecţie dorit al semnalului audio util.

După efectuarea acestor reglaje, montajul se ecranează folosind o cutie din tablă de fier, după care se rigidizează în ansamblul electroacustic. Obligatoriu, legăturile ce privesc semnalul audio util se realizează cu conductor ecranat.

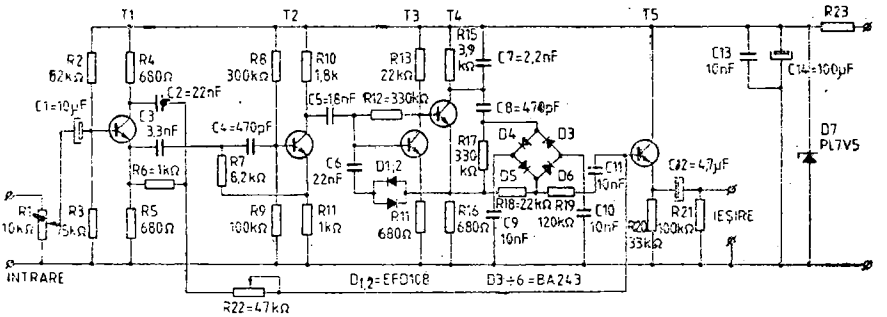
4.4 DNL

DNL-ul este un montaj relativ simplu de realizat, cu performanţe bune şi care nu necesită reglaje speciale.

Montajul din fig. 4.5 face parte din categoria limitatoarelor dinamice de zgomot (DNL = *Dinamic Noise Limitator*). Principiul de funcţionare al montajului se bazează pe însumarea a două semnale de audiofrecvenţă în opoziţie de fază, şi anume semnalul iniţial şi un semnal prelucrat, însumare care urmăreşte anularea zgomotului de fond nedorit. Cunoscînd nivelul aproximativ al zgomotului de fond, precum şi banda de frecvenţă la care apare, se poate realiza un semnal prelucrat din spectrul audio al semnalului iniţial, care să reprezinte tocmai zgomotul de fond.

Acest semnal prelucrat este în antifază cu semnalul de audiofrecvenţă iniţial. Prin însumarea finală dintre semnalul iniţial şi semnalul prelucrat se obţine semnalul util de audiofrecvenţă, fără zgomotul de fond nedorit.

Funcţional, DNL-ul se intercalează în lanţul audio între etajul corector de ton şi amplificatorul final de putere.



TRANZISTOR	T1	T2	T3	T4	T5
U_C	5	6	1,1	4,05	7,5
U_B	2,5	2,9	0,8	1,1	2,15
U_E	1,85	2,5	0,18	0,4	1,6

Figura 4.5 Reducător de zgomot — DNL.

Semnalul de audiofrecvenţă se aplică etajului de intrare care conţine tranzistorul *T1*, prin intermediul condensatorului *C1*. Pentru reglarea nivelului semnalului de intrare a fost prevăzut potenţiometrul *R1*. Din colectorul lui *T1*, prin intermediul grupului *C2 R22*, semnalul este aplicat în baza tranzistorului *T5*. Acelaşi semnal, dar defazat cu 180°, este preluat de un lanţ de prelucrare suplimentară, din emitorul lui *T1*, prin intermediul condensatorului *C3*. Grupul *C2 R6* permite păstrarea unui defazaj constant în banda de frecvenţă audio, între semnalul iniţial şi semnalul ce urmează a fi prelucrat.

Blocul de prelucrare suplimentară a semnalului audio constă dintr-un filtru cu 3 celule pentru frecvenţele ridicate, dintr-un amplificator cu 2 etaje şi dintr-un redresor. În compunerea primelor două celule ale filtrelor intră condensatoarele *C3*, *C4* şi rezistorul *R7*, împreună cu rezistenţa de intrare a lui *T2*. Atenuarea în jurul frecvenţei de 2 kHz este de ordinul 12 dB/octavă. Frecvenţa de tăiere a filtrului este de cca 4,5 kHz. Amplificarea în tensiune a tranzistorului *T2* este de 5 dB.

A treia celulă a filtrului este formată din rezistorul *R10*, condensatorul *C5* şi rezistenţa de intrare a etajului format cu tranzistorul *T3*. Atenuarea generală a filtrului este cca 18 dB/octavă. De la colectorul lui *T2*, semnalul se aplică la intrarea amplificatorului cu 2 etaje, realizat cu *T3* şi *T4*. Amplificatorul prezintă o buclă de reacţie negativă, a cărei tensiune se ia din emitorul tranzistorului *T4* prin intermediul diodelor *D1* şi *D2*, şi se aplică prin intermediul lui *C6* în baza lui *T3*. Această reacţie negativă limitează amplitudinea tensiunii pe emitorul tranzistorului *T4* la valoarea de 0,6 V, ceea ce coincide cu tensiunea de deschidere a diodelor *D5* şi *D6*.

Dacă nu ar exista această limitare, tensiunea de încărcare a condensatorilor *C8* şi *C10* ar fi depins de mărimea semnalului pe emitorul lui

T4, fapt care ar fi împiedicat funcționarea normală a DNL-ului. Amplificarea în tensiune a etajului care conține tranzistorul *T3* trebuie să fie 26 dB, fapt care implică alegerea tranzistorului *T4* cu un factor de amplificare în curent $h_{21E} = 400-450$.

Modificarea rezistorului *R12* nu este indicată, deoarece prin acest lucru se modifică rezistența de intrare a etajului, deci caracteristica de frecvență a întregului filtru. Amplificarea în tensiune a lui *T4* este de cca 15 dB.

Modul de funcționare al blocului de prelucrare suplimentară a semnalului rezultă imediat din analiza funcționării grupului de diode al redresorului. În momentul apariției unui semnal audio care conține în spectru suficiente frecvențe înalte, condensatorii *C9* și *C10* se încarcă prin diodele *D3*, *D4* ale redresorului. Cînd tensiunea pe diagonala punții atinge 0,6 V, diodele *D5*, *D6* se deschid și semnalul care intră prin rezistorul *R18* trece la masă prin condensatorii *C9*, *C10*. Ca rezultat, semnalul din colectorul lui *T1* va trece prin *C2* și *R22* în baza lui *T5*, care funcționează ca repetor pe emitor, și din emitorul lui *T5* la ieșirea DNL-ului, fără nici o modificare.

În pauzele dintre pasajele muzicale tensiunea de zgomot este insuficientă pentru a încărca condensatoarele *C9* și *C10* pînă la tensiunea de deschidere a diodelor *D5* și *D6*. Ca urmare tensiunea de zgomot, prin rezistoarele *R18*, *R19* și condensatorul *C11*, se aplică în baza tranzistorului *T5*. Tot aici apare și tensiunea de zgomot transmisă pe cale directă prin *C2* și *R22*. Datorită faptului că cele două tensiuni se află în opoziție de fază, ele se anulează reciproc și nu ajung la ieșirea DNL-ului. Pentru anularea totală se egalează nivelul acestor tensiuni cu ajutorul lui *R22*. Prezența repetorului pe emitor din partea finală a DNL-ului este absolut necesară pentru funcționarea normală a etajelor prezentate anterior, pentru adaptarea corectă dintre ieșirea DNL-ului și intrarea amplificatorului final de putere.

Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată. În funcție de valoarea tensiunii de alimentare disponibile și cunoscînd consumul montajului, se va dimensiona rezistența *R23*, alegînd un curent corespunzător prin dioda Zener *D7*.

Pentru realizarea practică a DNL-ului se face un cablaj imprimat îngrijit, cu legături cît mai scurte și evitarea categorică a buclei de masă. Se recomandă utilizarea componentelor electrice de bună calitate (rezistoare cu peliculă metalică, condensatoare cu tantal) iar tranzistoarele folosite (de tipul BC 109 C sau BC 173 C) se aleg cu un zgomot propriu minim. Diodele *D1—D6* trebuie să prezinte caracteristici de funcționare identice.

După realizarea practică a montajului, acesta se alimentează de la sursa de tensiune a aparatului (casetofon, magnetofon, amplificator audio) la care se montează DNL-ul și se verifică punctele statice de funcționare ale etajului conform tensiunilor menționate în tabelul din fig. 4.5. Tensiunile se vor măsura cu un voltmetru electronic cu o impedanță de intrare de 1 MΩ.

După verificarea tensiunilor, se intercalează DNL-ul în lanțul audio între etajul corector de ton și etajul final și se efectuează reglajul dinamic pentru reducerea zgomotului de fond. Pentru acest lucru se pleacă din

poziția *R1* cu cursorul la masă și *R22* cu cursorul la mijloc. Se conectează la ieșirea amplificatorului final un osciloscop pentru vizualizarea semnalului de ieșire pe sarcină (difuzor sau rezistență echivalentă).

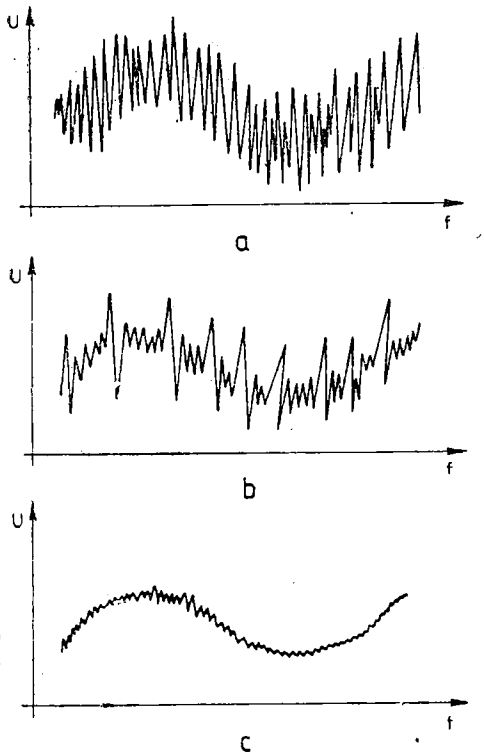


Figura 4.6 Reglajele DNL-lui a) semnalul inițial; b) reglaj intermediar; c) semnalul final.

Se acționează volumul amplificatorului la maxim. În lipsa DNL-ului, se va auzi în difuzor un fîșîit puternic, iar semnalul vizualizat cu ajutorul osciloscopului va avea forma din figura 4.6.a. Se crește treptat tensiunea la intrarea DNL-ului, pînă cînd se obține diagrama din fig. 4.6.b. Apoi, se ajustează valoarea rezistenței *R22* pînă cînd zgomotul de fond dispare complet (fig.4.6.c). În cazul folosirii DNL-ului la casetofon sau magnetofon, reglajele susmenționate se efectuează cu o bandă magnetică neînregistrată, pe poziția „Redare". Atenuarea introdusă de către DNL funcție de nivelul semnalului este menționată în fig. 4.7. Este indicată folosirea unui comutator, pentru intercalarea după dorință a DNL-ului în lanțul audio, folosindu-se varianta din fig. 4.8.

În final, DNL-ul se ecranează cu o cutie din tablă de fier de grosime minimă 1 mm și se amplasează în interiorul montajului, cît mai departe de sursele de zgomot (transformator de rețea, motor de antrenare a benzii etc.). Legăturile electrice pentru transmiterea semnalului de audiofrec-

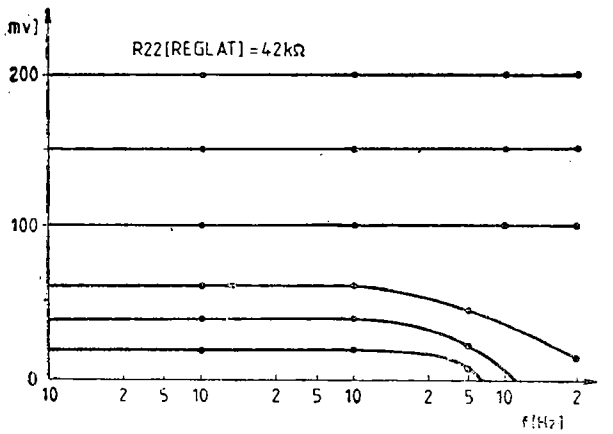


Figura 4.7 Caracteristicile de transfer ale DNL-ului.

venţă pe traseul corector de ton — DNL — amplificator final se realizează cu cablu ecranat. Montajul se poate realiza şi în varianta stereo, reglajele menţionate anterior făcîndu-se separat pentru fiecare canal.

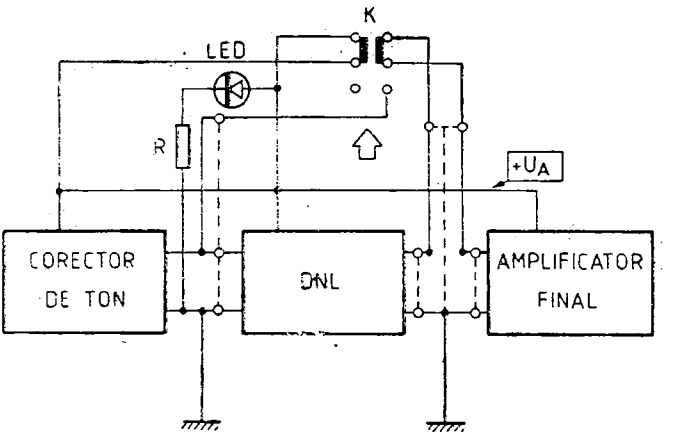


Figura 4.8 Interconectarea DNL-ului în lanţul electroacustic.

4.5 DNF

DNF-ul reprezintă un accesoriu întîlnit destul de des în componenţa unui amplificator de audiofrecvenţă din categoria Hi-Fi (DNF = Dinamic Noise Filter). Principiul de funcţionare constă în limitarea semnalelor de audiofrecvenţă de nivel mic şi cu spectrul de frecvenţă situat în banda frecvenţelor medii-înalte. În acest fel zgomotul de fond, situat în această regiune a benzii de audiofrecvenţă (2 kHz ÷ 16 kHz), este eliminat. Ansamblul blocurilor funcţionale ale DNF-ului este prezentat în fig. 4.9. Se observă că DNF-ul este realizat pentru un semnal de audiofrecvenţă stereo, deoarece astăzi nu se mai poate concepe un sistem Hi-Fi cu un singur canal. Se menţionează că DNF-ul funcţionează foarte bine şi pentru un semnal de audiofrecvenţă mono.

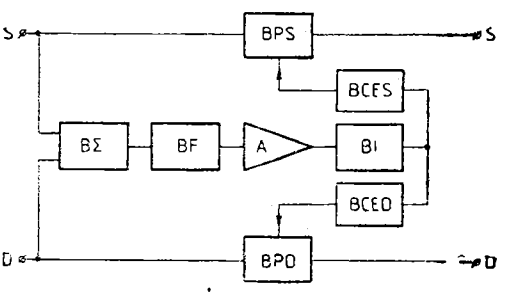


Figura 4.9 Schema bloc a DNF-ului.

Analizînd schema blocurilor funcţionale, se observă că cele două semnale ale celor două canale informaţionale „S" şi „D" se aplică simultan blocurilor de prelucrare *BPS* şi *BPD*, şi unui bloc sumator *BΣ*. După ce efectuează însumarea celor două semnale *S* şi *D* (acest lucru nu afectează separarea completă a semnalelor *S* şi *D* aplicate blocurilor *BPS* şi *BPD*) ele sînt aplicate unui bloc de filtraj *BF*. Acesta are rolul de a lăsa să treacă numai semnalele de frecvenţă medie-înaltă, eliminînd complet spectrul frecvenţelor joase. Ulterior, semnalul rezultat este amplificat şi aplicat blocului redresor integrator *BI*. În final, se obţine o tensiune con-

tinuă care, în funcție de nivelul său, acționează sau nu comutatoarele electronice aflate în blocurile *BCE*.

Comutatoarele electronice au rolul de a introduce sau nu prin circuitul de reacție negativă aflat în *BPS* și *BPD* bucla de reacție negativă care limitează spectrul frecvențelor medii-înalte. Astfel, dacă tensiunea continuă obținută din integratorul *BI* nu are un anumit nivel, comutatorul electronic rămîne blocat, iar bucla de reacție negativă din blocurile *BPS* și *BPD* acționează, limitînd spectrul frecvențelor medii-înalte (pînă la eliminarea lor completă, dacă nivelul semnalului audio inițial este comparabil cu nivelul zgomotului de fond). Dacă tensiunea continuă depășește nivelul prestabilit, comutatorul electronic se deschide, bucla de reacție negativă este scoasă din circuit (pusă la masă) iar banda de audiofrecvență rămîne nemodificată. Schema electrică a DNF-ului este prezentată în fig. 4.10. Canalul „D" e identic cu „S". Semnalele de audiofrecvență *S* și *D* se aplică simultan etajelor identice ale celor două canale.

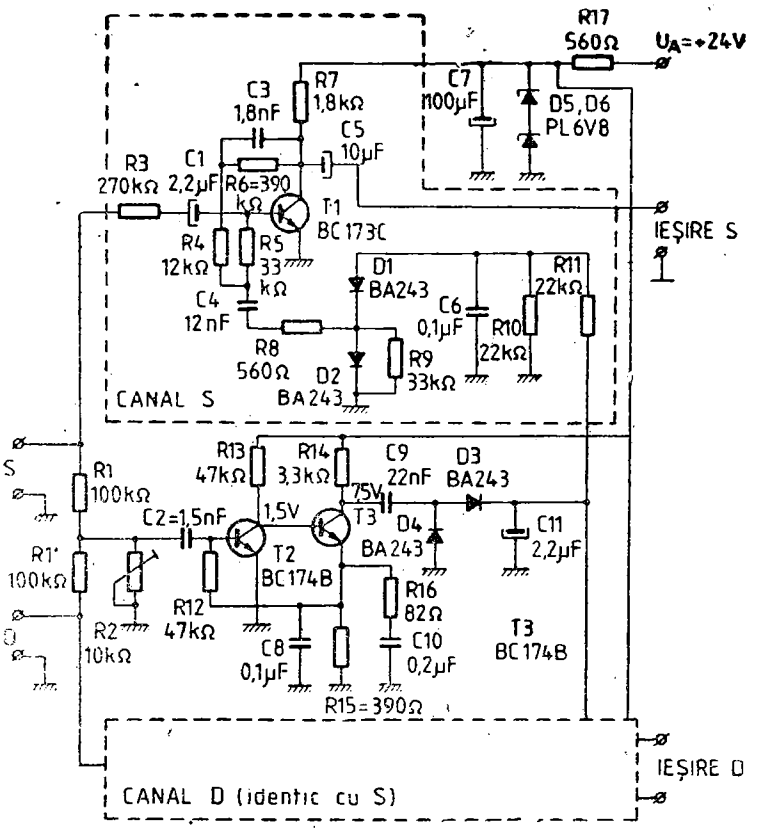


Figura 4.10 Schema electrică a DNF-ului.

Semnalul *S* se aplică etajului care conține tranzistorul *T1*, prin intermediul grupului *R3 C1*. Simultan, semnalul *S* (ca și *D*) se aplică blocului sumator-amplificator care conține tranzistoarele *T2* și *T3*. Nivelul semnalului sumă *S*+*D* este reglat cu potențiometrul semireglabil *R2*. Banda de trecere a semnalului *S*+*D* este limitată inferior de filtrul trece-

sus *C2 R12*, care are rolul de a lăsa să treacă în continuare numai semnalele *S+D* de frecvență medie-înaltă. Semnalul *S+D* amplificat de tranzistoarele *T2* și *T3* este redresat de către redresorul cu dublare de tensiune format din grupul *C9 D3 D4 C11*, iar la bornele condensatorului *C6* se obține o tensiune continuă. Această tensiune continuă acționează comutatorul electronic format din grupul *D1 D2 R9*, funcție de nivelul ei. Imediat ce tensiunea continuă depășește valoarea de 1,2 V la bornele condensatorului *C6*, diodele *D1* și *D2* se deschid, iar bucla de reacție negativă *C3 R6 C4* este pusă la masă prin intermediul grupului *C4 R8*. Acest lucru permite ca banda de audiofrecvență să rămînă nemodificată, deoarece în cazul cînd diodele *D1* și *D2* sînt blocate, bucla de reacție negativă, *C3 R6 R4*, limitează trecerea frecvențelor medii-înalte spre ieșirea etajului. Lucrurile se petrec simultan pentru cele 2 canale informaționale „S" și „D". Dioda *D1* a fost prevăzută pentru a elimina influența reciprocă dintre blocurile *BPS* și *BPD*. Rezistența *R9* a fost prevăzută pentru liniarizarea funcționării comutatorului electronic (atunci cînd *D2* este blocată). Grupul *R17 D5 D6 C7* asigură obținerea unei tensiuni continue stabilizate și bine filtrate pentru alimentare.

Deoarece consumul total al montajului este mic, el nu afectează consumul energetic total al ansamblului electroacustic în care DNF-ul este montat.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu cupru. Se folosesc numai componente electronice de bună calitate (rezistoare tip RPM, condensatoare cu tantal sau multistrat etc.). Se montează componentele electronice pe placa de cablaj imprimat cu grijă, orice eroare ducînd la cel puțin nefuncționarea montajului. Se alimentează montajul cu o tensiune continuă de 24 V și se măsoară valorile tensiunilor continue în punctele indicate pe schema electrică. Dacă tensiunea măsurată în colectorul tranzistorului T1 diferă de valoarea indicată, se modifică în limite restrînse valorile rezistențelor *R7* și *R6*, pentru stabilirea corectă al punctului static de funcționare, în vederea evitării distorsionării semnalelor *S* și *D*. După măsurătorile anterioare se intercalează montajul în lanțul de audiofrecvență în conformitate cu fig. 4.11.

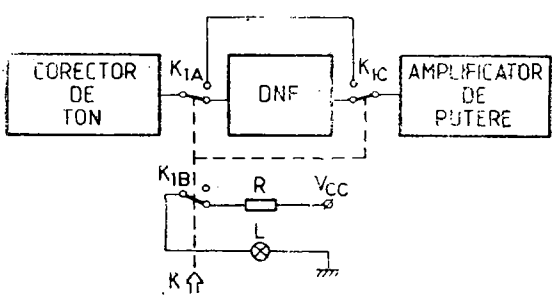


Figura 4.11 Interconectarea DNF-ului într-un aparat electroacustic.

În cazul folosirii montajului într-un magnetofon se fac următoarele reglări :

— se aduce cursorul *R2* la „punctul cald" (se ștrapează complet) ;

— se acționează magnetofonul pe funcția „Redare" folosind o bandă magnetică neînregistrată ;

— se aude în difuzoare un fîșiit care reprezintă zgomotul ce trebuie eliminat ;

— se acționează cu grijă cursorul potențiometrului semireglabil *R2* pînă cînd fîșiitul dispare.

În cazul folosirii montajului într-un aparat de radio se fac următoarele reglări;

— se aduce cursorul potențiometrului semireglabil *R2* la „punctul cald" (se străpează complet);

— se comută radioul pe gama „UKW";

— se mărește volumul, fără a recepționa un post;

— în difuzoare se aude un fișiit. Dacă radioul este stereo, se acționează modul de funcționare „stereo";

— se acționează cu grijă cursorul potențiometrului semireglabil *R2* pînă cînd fișiitul dispare.

4.6 DNR

DNR-ul este un accesoriu întîlnit destul de des în componența unui amplificator de audiofrecvență din categoria Hi-Fi. Denumirea provine de la inițialele cuvintelor *Dinamic Noise Reductor* acest lucru însemnînd reductor dinamic de zgomot. Principiul de funcționare al acestui montaj electronic constă în limitarea semnalelor de audiofrecvență de nivel mic, cu spectru de frecvență situat în banda 1,5 kHz — 16 kHz, regiune în care se situează zgomotul de fond (mai ales acel fișiit nedorit, prezent în pauzele dintre pasajele muzicale înregistrate pe o bandă magnetică). În acest fel calitatea unei audiții muzicale este substanțial îmbunătățită. DNR-ul se poate utiliza cu succes și în cazul înregistrării pe bandă magnetică a unui program muzical mai vechi, sporindu-se astfel raportul semnal-zgomot și acuratețea înregistrării.

Performanțele montajului prezentat sînt:

— tensiunea de alimentare 18 V
— impedanța de intrare 100 kΩ
— impedanța de ieșire 10 kΩ
— banda de frecvențe de lucru 20 Hz — 20 kHz
— raport semnal/zgomot $\geqslant$ 65 dB
— atenuarea dinamică a zgomotului $\geqslant$ 12 dB
— distorsiuni armonice totale $\leqslant$ 0,2%
— distorsiuni de intermodulație $\leqslant$ 0,05%.

Schema bloc a montajului este prezentată în fig. 4.12.

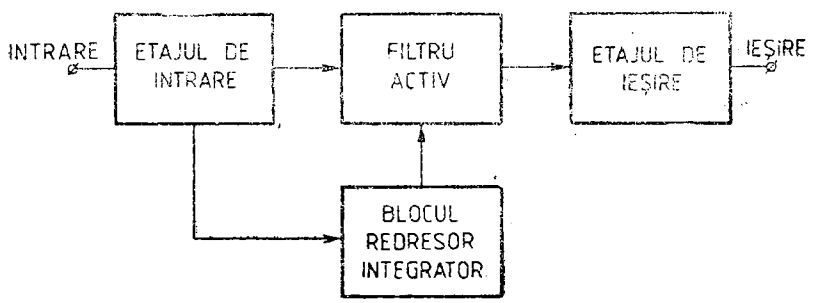


Figura 4.12 Schema bloc a DNR-ului.

Etajul de intrare are următoarele funcțiuni:

— realizează adaptarea dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a montajului;

— furnizează semnalul de frecvență medie-înaltă destinat blocului redresor-integrator;

— realizează adaptarea de impedanțe necesară bunei funcționări a filtrului activ;

— amplifică practic fără distorsiuni semnalul de intrare, destinat corecțiilor efectuate de filtrul activ.

Blocul redresor-integrator:

— preia de la etajul de intrare semnalul cu spectru de frecvențe medii-înalte și realizează redresarea acestuia;

— efectuează integrarea semnalului redresat, în scopul obținerii tensiunii continue care comandă lărgimea benzii de trecere a filtrului activ.

Blocul de filtraj este de tipul filtrelor active comandate în tensiune. În funcție de amplitudinea tensiunii continue preluate de la blocul redresor-integrator, filtrul activ prezintă o bandă de trecere mai largă sau mai îngustă, realizînd astfel corecția semnalului audio util.

Etajul de ieșire are următoarele funcțiuni:

— compensează atenuarea semnalului audio util, datorată prelucrării realizate de filtrul activ;

— realizează o impedanță de ieșire convenabilă a montajului, în scopul adaptării cu ușurință în lanțul electroacustic, la intrarea amplificatorului de putere.

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 4.13.

Semnalul se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului *C4*. Potențiometrul *R1* are rolul de a stabili amplitudinea semnalului de ieșire, astfel încît aceasta să fie egală cu cea a semnalului de intrare prelucrat. Etajul de intrare conține tranzistoarele *T1* și *T2* amplasate într-o configurație super-G. Acest lucru oferă, în urma aplicării unor reacții negative, o stabilitate în funcționare foarte bună a montajului, o bandă de trecere largă, care include banda de audiofrecvență, și distorsiuni armonice foarte mici.

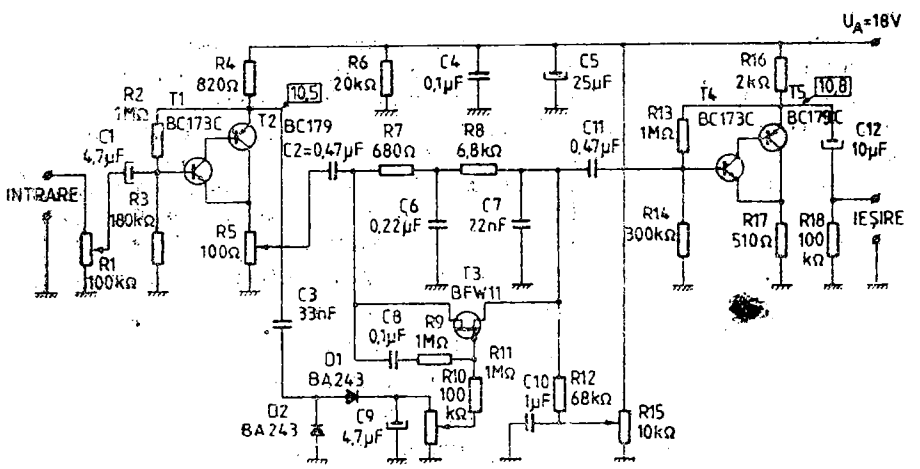


Figura 4.13 Schema electrică a DNR-ului.

Reacția negativă este realizată atît de către R2 cît și de *R5*. Amplificarea etajului de intrare este reglementată de raportul rezistențelor *R4* și *R5*. Semnalul de audiofrecvență ce urmează a fi prelucrat se preia, prin

intermediul condensatorului *C2*, de la cursorul potențiometrului semireglabil *R5*. Semnalul cu spectru de frecvențe medii-înalte, destinat prelucrării în blocul redresor-integrator, este preluat din emitorul lui *T2*, prin intermediul condensatorului *C3*. Valoarea acestuia reglementează frecvența minimă de la care urmează să intre în funcțiune corecția semnalului audio util, realizată de filtrul activ.

Blocul redresor-integrator conține un redresor cu dublare de tensiune, format din grupul *C3 D1 D2 C9*. În același timp, condensatorul *C9* realizează funcția de integrare a semnalului redresat, furnizînd la bornele rezistenței R10 o tensiune continuă variabilă. Amplitudinea tensiunii continue este direct proporțională cu amplitudinea semnalului audio util de frecvențe medii-înalte ($f < 1{,}5$ kHz). Constanta de timp a grupului *R10 C9* s-a ales astfel încît funcționarea filtrului activ să fie rapidă și eficientă.

Amplitudinea tensiunii continue care determină funcționarea filtrului activ se stabilește de către potențiometrul semireglabil *R10*. Filtrul activ este realizat prin conectarea în paralel a unui filtru pasiv trece-jos de ordinul II și a unei rezistențe variabile. Tranzistorul *T3*, de tip FET, este amplasat într-o configurație de rezistență variabilă comandată în tensiune. Rezistența drena-sursă r_{DS} a tranzistorului *T3* este invers proporțională cu amplitudinea tensiunii continue furnizate de blocul redresor-integrator.

În momentul în care semnalul audio util prezintă un spectru restrîns de frecvențe medii-înalte cu amplitudine mică (sau în timpul pauzelor dintre pasajele muzicale) tensiunea continuă furnizată de blocul redresor-integrator prezintă o valoare redusă. Acest lucru implică o rezistență r_{DS} mare a lui *T3* (de ordinul sutelor de kΩ). În această situație semnalul audio util trece practic doar prin filtrul pasiv, fiind corectat corespunzător de acesta. Corecția funcționează și la apariția unor semnale cu frecvențe medii-înalte aleatoare nedorite (zgomote, pocnituri etc.), deoarece constanta de timp a celulei *R10 C9* din blocul integrator, a fost astfel aleasă încît filtrul activ să elimine acest tip de perturbații. Atunci cînd semnalul audio util conține un spectru bogat de frecvențe înalte, cu amplitudine mare, blocul redresor-integrator furnizează o tensiune continuă de valoare ridicată. Aplicată pe grila lui *T3*, ea determină micșorarea rezistenței r_{DS} (la o valoare de ordinul zecilor de ohmi), astfel încît filtrul pasiv este practic scurtcircuitat de aceasta. În această situație semnalul audio util trece nemodificat spre etajul de ieșire. Pentru liniarizarea caracteristicilor tensiune-curent ale tranzistorului *T3*, s-a prevăzut grupul *C8 R9 R11*. Acest gen de reacție în curent alternativ permite funcționarea filtrului activ cu distorsiuni foarte reduse.

De la ieșirea filtrului activ, prin intermediul condensatorului *C11*, semnalul audio util prelucrat se aplică etajului de ieșire. Acesta are aceeași configurație a schemei electrice cu cea a etajului de intrare, din considerente similare. Semnalul ajunge la bornele de ieșire ale montajului prin condensatorul *C12*.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu cupru. În funcție de gabaritul componentelor folosite, constructorul amator poate modifica unele distanțe dintre componente, păstrînd însă configurația

de bază a circuitului. Se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate (rezistoare de tip RPM, condensatoare cu tantal, multistrat, mică etc.).

Se recomandă ca fiecare componentă electrică să fie verificată înainte de montarea pe plăcuță. Verificarea lui *T3* se face separat, folosind montajul a cărui schemă electrică este prezentată în fig. 4.14. La manevrarea potențiometrului *P1*, acționînd cursorul dinspre *A* spre *B*, tranzistorul trebuie să intre progresiv în conducție, fapt verificat cu ajutorul voltmetrului amplasat între drena și sursa tranzistorului.

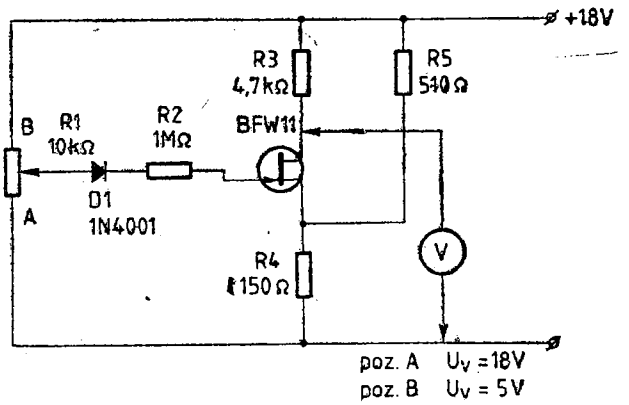


Figura 4.14 Verificarea tranzistorului FET.

După amplasarea componentelor pe plăcuța de cablaj imprimat, se reverifică montajul, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea acestuia. Se dă o atenție deosebită amplasării corecte a tranzistorului *T3*. Montajul se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată și bine filtrată. Inițial se ștrapează cele două intrări ale montajului și ulterior, după ce s-a conectat tensiunea la bornele de alimentare, se verifică prezența tensiunilor continue, în conformitate cu valorile menționate de schema electrică. După asta se întrerupe alimentarea montajului, se scot ștrapurile de la cele două intrări și, pentru efectuarea reglajelor ce privesc funcționarea corectă a montajului, se acționează potențiometrii de reglaj pornind de la următoarea situație inițială :

R1 — cursorul spre borna de intrare (valoare maximă),

R5, R10, R15 — cursoarele conectate la masă.

Se aplică la intrarea montajului o tensiune sinusoidală cu amplitudinea $U_i = 250$ mV și frecvența $f = 5$ kHz.

Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil *R5* pînă ce la ieșirea montajului se obține o tensiune alternativă cu aceeași amplitudine cu cea de la intrare (250 mV, 5 kHz). Apoi se micșorează U_i pînă la 25 mV. Se acționează potențiometrul semireglabil *R15* pînă ce semnalul de la ieșirea montajului este atenuat cu 20 dB ($U_e = 2{,}5$ mV).

Se acționează potențiometrul semireglabil *R10* astfel încît la ieșirea montajului să se obțină $U_e = 25$ mV.

Reglajele menționate pentru unul dintre cele două canale ale montajului se repetă și pentru celălalt.

Potențiometrul semireglabil *R1* a fost prevăzut pentru cazul în care semnalul audio util care urmează a fi prelucrat are o amplitudine mai mare de 250 mV.

După efectuarea reglajelor, montajul se intercalează în complexul electroacustic, între corectorul de ton și amplificatorul de audiofrecvență de putere. Înainte de amplasarea în interiorul în interiorul incintei, montajul se ecranează folosind o cutie din tablă de fier, cu pereții de grosime minimă 1 mm. Legăturile electrice care privesc intrările și ieșirile montajului se efectuează folosind obligatoriu conducător ecranat.

4.7 LIMITATOR DINAMIC DE ZGOMOT (LDZ)

Metoda de eliminare a zgomotului folosită de acest montaj constă în realizarea unui filtru trece jos cu atenuare variabilă în funcție de nivelul și spectrul de frecvență al semnalului util. Acest filtru dinamic permite trecerea semnalului audio atunci cînd amplitudinea frecvențelor înalte este ridicată, iar în pauze sau la nivele foarte mici ale acestora blochează spectrul frecvențelor medii-înalte, realizînd astfel rejecția totală a zgomotului de fond.

Schema electrică este prezentată în fig. 4.15. Semnalul audio se aplică etajului de intrare, care include tranzistoarele *T1*, *T2*, în baza lui *T1*, prin intermediul condensatorului *C1*. Configurația etajului de intrare permite obținerea unei caracteristici tensiune-frecvență liniară în toată banda

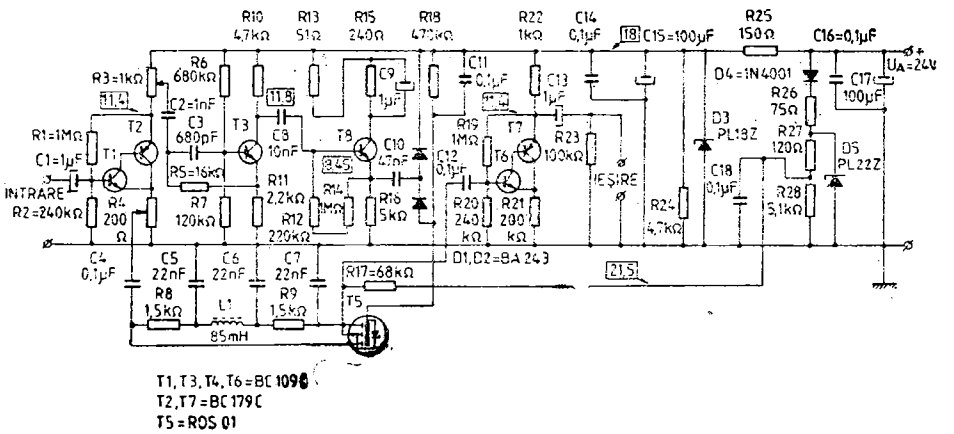


Figura 4.15 Limitator de zgomot — LDZ.

audio, și în același timp adaptarea corespunzătoare între impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a LDZ-ului. O parte a semnalului audio, o preluată de condensatorul *C4* din colectorul lui *T2* (prin cursorul potențiometrului *R4*) este aplicată filtrului trece-jos *C5*, *L1*, *C6* și în același timp în drena tranzistorului *T5*. *T5*, de tip MOSFET, funcționează în montaj ca rezistență variabilă conectată între intrarea și ieșirea filtrului trece-jos. O altă parte a semnalului audio este preluată din emitorul lui *T2*, respectiv cursorul potențiometrului *R3*, și este aplicată în baza lui *T3*. Etajul care conține tranzistorul *T3* realizează un filtru

activ trece-sus care permite trecerea semnalului audio cu spectrul de frecvență 2,5 ÷ 18 kHz.

În continuare semnalul este aplicat etajului care conține tranzistorul *T4* și care reprezintă un amplificator de tensiune. Amplificarea etajului este de cca 40 dB. Din colectorul lui *T4*, prin intermediul condensatorului *C8*, semnalul amplificat se aplică unui redresor cu dublare de tensiune format din diodele *D1 D2* și grupul *C11 R18*. Tensiunea continuă obținută la bornele rezistenței *R18* reprezintă tensiunea de comandă aplicată pe grila tranzistorului *T5*. Această tensiune determină în final valoarea „rezistenței" dintre sursa și drena lui *T5*, valoare care determină atenuarea finală a filtrului trece-jos. Tranzistorul *T5*, în funcție de tensiunea continuă negativă aplicată pe grilă, realizează o rezistență virtuală cu valori cuprinse în gama 50 Ω ÷ 2 MΩ. Pentru polarizarea corespunzătoare a lui *T5* se folosește o tensiune continuă stabilizată obținută cu ajutorul grupului *D4 R26 D5*.

Semnalul audio prelucrat se preia de la ieșirea filtrului trece-jos și prin intermediul condensatorului *C12* este aplicat la intrarea etajului de ieșire. Configurația etajului de ieșire, care conține tranzistoarele *T6*, *T7*, este similară cu cea a etajului de intrare, din aceleași considerente.

Pentru alimentarea montajului se folosește o tensiune continuă de 24 V, stabilizată suplimentar de grupul *R25 D3 C14*. Montajul se realizează practic folosind componente de bună calitate. La realizarea cablajului imprimat se folosesc trasee cît mai scurte, evitîndu-se categoric apariția buclei de masă. Lățimea traseului de masă este de minim 4 mm. Bobina filtrului trece-jos are o inductanță de 85 mH. Se recomandă realizarea ei practică pe carcasă tip oală de ferită, care se ecranează cu un colier metalic. Pentru bobinaj se folosește sîrmă CuEm, cu diametrul 0,12 — 0,15 mm.

După realizarea practică a cablajului imprimat se montează componentele, cu excepția tranzistorului *T5*. Se alimentează montajul și se verifică tensiunile menționate în schema electrică cu ajutorul unui voltmetru cu impedanța de intrare de 1 MΩ. Caracteristica de funcționare statică a tranzistorului *T4* depinde în mare măsură de factorul de amplificare al acestuia. Se alege un tranzistor cu $h_{21E} \approx 250$ și se modifică valoarea rezistenței *R12* în jurul valorii indicate în schema electrică, pînă la obținerea în colectorul lui *T4* a tensiunii menționate. Se aplică la intrarea montajului un semnal sinusoidal de 100 mV și se oscilografiază tensiunea obținută la ieșirea filtrului trece-jos. Se ridică o caracteristică tensiune-frecvență în banda audio și se obține diagrama din fig. 4.16. Dacă diagrama obținută diferă în ceea ce privește atenuarea, se verifică valoarea inductanței bobinei *L1* și se modifică în mod corespunzător. Amplitudinea semnalului se reglează cu ajutorul potențiometrului semireglabil *R4*.

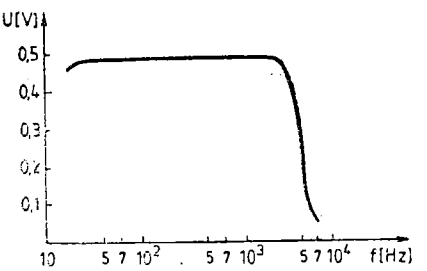


Figura 4.16 Caracteristica tensiune-frecvență a filtrului trece-jos.

Se măsoară tensiunea continuă din anodul diodei *D2* și se ridică o caracteristică tensiune-frecvență în banda audio, care trebuie să coincidă

cu cea din fig. 4.17. Amplitudinea tensiunii continue se reglează cu ajutorul potențiometrului semireglabil *R3*. Se măsoară valoarea tensiunii negative (3,5 V) dintre traseele corespunzătoare grilei și sursei tranzistorului *T5*, intrarea montajului fiind conectată la masă. Apoi se aplică la intrarea

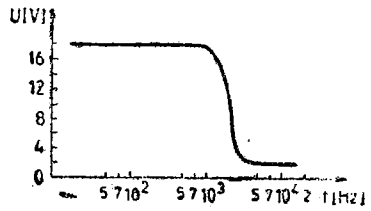


Figura 4.17 Caracteristica tensiune-frecvență în anod D2.

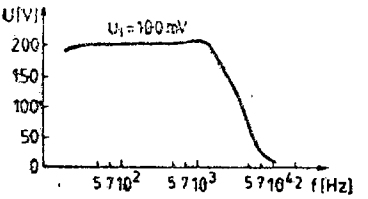


Figura 4.18 Caracteristica tensiune-frecvență cu grila MOSFET-ului la masă.

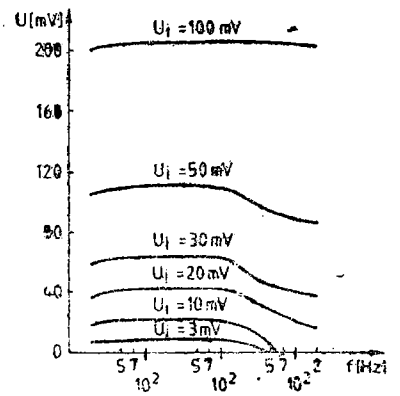


Figura 4.19 Caracteristicile de transfer ale LDZ-ului.

montajului un semnal de 100 mV și se ridică o caracteristică tensiune-frecvență care trebuie să coincidă cu cea prezentată în fig. 4.18. Se deconectează sursa de alimentare, se montează tranzistorul *T5* și se realimentează montajul de la sursa de tensiune de 24 V. Caracteristicile de funcționare ale LDZ-ului sînt prezentate în fig. 4.19.

După realizarea reglajelor prezentate anterior, LDZ-ul se ecranează folosind o cutie din tablă de fier de grosime minimă 1 mm și se montează în interiorul ansamblului electroacustic (magnetofon, amplificator de putere etc.). Din punct de vedere electric, LDZ-ul se intercalează între ieșirea etajului corector de ton și intrarea amplificatorului audio de putere.

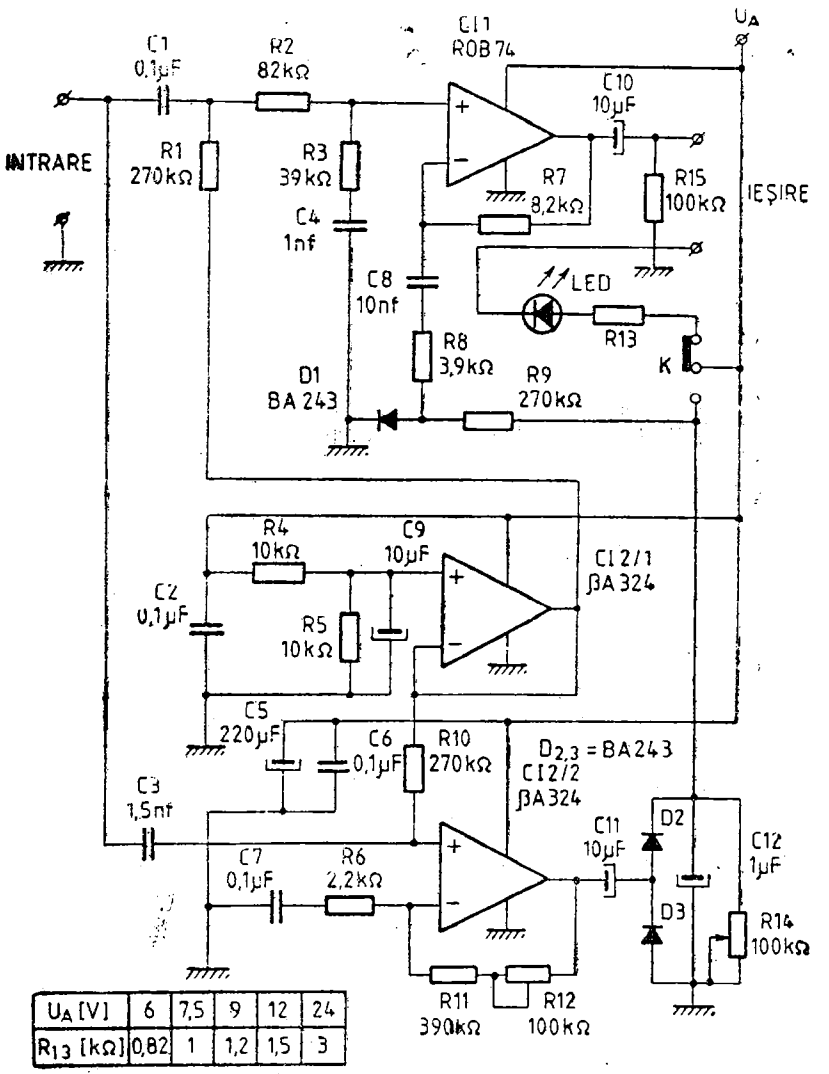
Montajul se poate realiza și în varianta stereo, reglajele susmenționate făcîndu-se separat pentru fiecare canal.

4.8 LDZ CU CIRCUITE INTEGRATE

Posibilitatea de funcționare la diverse tensiuni de alimentare, consumul redus al montajului și simplitatea realizării practice reprezintă avantaje imediate care vor atrage atenția constructorului amator de Hi-Fi.

Schema electrică este realizată cu circuite integrate, de tip βM 324 și ROB 74. Acest lucru oferă montajului o mare stabilitate a parametrilor electrici la variațiile condițiilor de funcționare, în special temperatura mediului ambiant și posibilele mici variații ale tensiunii de alimentare. De asemenea, montajul prezintă o fiabilitate ridicată în exploatare.

Atunci cînd semnalul audio aplicat la intrarea LDZ-ului conţine un spectru suficient al frecvenţelor audio medii-înalte, de nivel mare, el trece nemodificat spre amplificatorul final. În pauze, sau atunci cînd semnalul util are un nivel mic, cu spectru sărac în frecvenţe medii-înalte, LDZ-ul introduce o atenuare în banda de frecvenţe 4 ÷ 16 kHz, realizînd rejecţia completă a zgomotului de fond. Schema electrică este în figura 4.20.



U_A [V]	6	7,5	9	12	24
R_{13} [kΩ]	0,82	1	1,2	1,5	3

Figura 4.20 Limitator dinamic de zgomot cu circuite integrate.

Semnalul audio util se aplică la intrarea montajului, pe intrarea neinversoare a circuitului integrat *CI2/2* de tip βA 324, prin intermediul condensatorului *C3* şi simultan pe intrarea neinversoare a circuitului integrat *CI1*, prin intermediul condensatorului *C1* şi al filtrului *R2 R3 C4*. Parametrii buclei de reacţie negativă *R7 C8 R8* sînt astfel calculaţi încît

atunci cînd dioda *D1* se află în conducţie, amplificarea circuitului integrat *CI1* este liniară în toată banda de frecvenţe audio, iar semnalul util apare nemodificat la ieşirea LDZ-ului. Atunci cînd dioda *D1* nu se află în conducţie, datorită filtrului *R2 R3 C4* de tip trece-jos şi a buclei de reacţie negativă care şi-a modificat parametrii, circuitul integrat *CI1* introduce în banda de frecvenţă 4—16 kHz o atenuare de 10 dB. Conducţia diodei *D1* condiţionează prelucrarea sau nu a semnalului audio util. *D1* se află în stare de conducţie atunci cînd tensiunea la bornele condensatorului *C12* este suficientă pentru asigurarea acestui lucru. *D1* poate fi determinată să intre în conducţie acţionînd comutatorul *K1*, atunci cînd nu se doreşte intercalarea LDZ-ului în lanţul audio.

Condensatorul *C12* asigură deschiderea diodei *D1* atunci cînd este încărcat la o tensiune care să permită apariţia tensiunii de deschidere de 0,6 V la bornele acesteia. Să urmărim funcţionarea circuitului integrat *CI2/2*.

Semnalul audio se aplică la intrarea neinversoare a lui *CI2/2* prin intermediul condensatorului *C3*, de valoare astfel aleasă încît să faciliteze trecerea spectrului frecvenţelor medii-înalte. Acest lucru este accentuat de alegerea corespunzătoare a valorii condensatorului *C7*, aflat în bucla de reacţie negativă a circuitului integrat *CI2/2*. Atunci cînd semnalul audio prezintă un spectru al frecvenţelor înalte ridicat, de un nivel suficient de mare, la ieşirea circuitului integrat *CI2/2* se obţine o tensiune alternativă care se aplică prin intermediul condensatorului *C11* redresorului cu dublare de tensiune format din grupul *D2 D3 C12*. La bornele condensatorului *C12* se obţine o tensiune continuă proporţională cu amplitudinea semnalului audio util care conţine spectrul de frecvene medii-înalte.

O parte din această tensiune continuă polarizează direct dioda *D1*, care se deschide la atingerea valorii tensiunii de 0,6 V. În concluzie, blocul funcţional care conţine circuitul integrat *CI2/2* are rolul de a realiza deschiderea sau nu a diodei *D1*, deci intercalarea sau nu a LDZ-ului în lanţul audio.

Circuitul integrat *CI2/1* are rolul de a asigura polarizarea automată a circuitelor integrate *CI1* şi *CI2/2*, indiferent de variaţiile posibile ale tensiunii de alimentare E_{cc}.

Rezistenţa *R13* se alege din tabel, funcţie de tensiunea de alimentare U_A.

Montajul se realizează pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în mod îngrijit, folosind componente de bună calitate. Se recomandă utilizarea rezistenţelor cu peliculă metalică şi a condensatorilor cu tantal. Dioda *D1* va avea o pantă cît mai abruptă (diodă de comutaţie) iar diodele *D2* şi *D3* vor avea caracteristici electrice identice. Cablajul imprimat se realizează cu trasee cît mai scurte, evitîndu-se apariţia buclei de masă. Traseele de alimentare au lăţimea de cel puţin 3 mm. Funcţional, montajul se intercalează între etajul corector de ton şi amplificatorul final al ansamblului electroacustic. Legăturile etaj corector de ton — LDZ — amplificator se execută folosind cablu ecranat.

Se alimentează montajul cu tensiunea U_A, se comută întrerupătorul *K* pe poziţia „funcţionare LDZ" şi se observă iluminarea diodei LED. Se pune o bandă (casetă) neimprimată şi se acţionează tasta „REDARE" a magnetofonului (casetofonului). Se acţionează potenţiometrul de volum spre poziţia „maxim" şi se aude în difuzor un fîşîit puternic.

Se porneşte cu reglajul LDZ-ului din poziţia *R12* minim *R14* minim şi se măreşte treptat *R12* şi concomitent *R14* pînă la dispariţia totală a zgomotului de fond.

Se înlocuieşte banda (caseta) neimprimată cu una imprimată şi, dacă în pauzele dintre pasajele muzicale mai apare un mic zgomot de fond, acesta se elimină mărind puţin valoarea lui *R14*.

După aceste reglaje, montajul se ecranează cu tablă de fier de grosime minimă 1 mm şi se montează în magnetofon cît mai departe de sursele electrice de zgomot (motor, transformator de reţea etc). Se decupează în panoul frontal al magnetofonului orificii pentru LED şi pentru comutatorul de cuplare *K* al LDZ-ului şi apoi se fixează elementele sus menţionate.

4.9 FILTRU DE ZGOMOT PENTRU DISCURI VECHI

Montajul este destinat eliminării unor semnale perturbatoare, nedorite, care au apărut din diverse motive şi s-au suprapus peste semnalul audio-util.

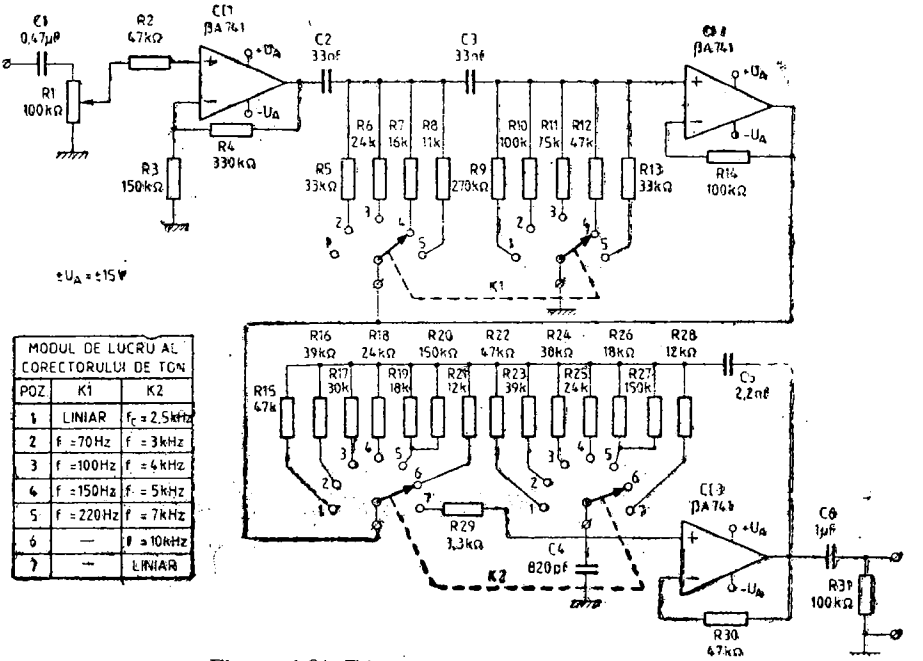
Zgomotele perturbatoare apar cu precădere la discurile vechi, la care raportul semnal-zgomot, datorită tehnicilor de imprimare sau a uzurii discului, prezintă o valoare redusă. Spre exemplu : un disc destinat funcţionării la viteza de 78 rot/min are din construcţie un raport semnal-zgomot de cca 30—35 dB, datorită naturii abrazive a materialului din care a fost realizat fizic. Aceste aspecte duc la obţinerea unui semnal audio util de o calitate foarte scăzută, chiar în cazul folosirii unui aparataj electroacustic foarte perfecţionat. Practic, în timpul redării apare un fîşiit de frecvenţă înaltă foarte supărător, la care nu de puţine ori se adaugă şi un huruit de frecvenţă foarte joasă.

Cea mai eficientă metodă de eliminare a semnalelor perturbatoare nedorite pe care le conţine un disc vechi, este înregistrarea pe o bandă de magnetofon a semnalului util imprimat pe disc intercalînd în lanţul electroacustic o serie de filtre de zgomot. În acest fel semnalele perturbatoare pot fi aproape în întregime eliminate, iar calitatea înregistrării este îmbunătăţită substanţial.

Schema bloc a montajului este prezentată în fig. 4.21. Se observă că părţile principale ale montajului sînt constituite din etajul de intrare, un filtru trece-sus programabil şi un filtru trece-jos programabil. Necesarul energetic al montajului este asigurat de către etajul de alimentare. Semnalul electric se aplică la intrarea montajului prin intermediul grupului *C1 R1 R2*. Cu ajutorul potenţiometrului *R1* se reglează nivelul de ieşire al semnalului iniţial. Prin intermediul rezistenţei *R2*, semnalul de intrare se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional *CI1*. Acesta are rolul de etaj tampon între intrarea montajului şi restul blocurilor funcţionale, în scopul adaptării de impedanţe. Totodată etajul de intrare asigură amplificarea cu 10 dB a semnalului de iniţal. În acest mod este posibilă prelucrarea ulterioară eficientă a semnalului de intrare în celelalte blocuri funcţionale. Impedanţa de intrare a etajului de intrare (deci a montajului) este $Z_i = 100$ kΩ.

De la ieşirea etajului de intrare semnalul audio-util se aplică filtrului trece-sus programabil. Se observă că este vorba de un filtru activ

trece-sus, prezent în cadrul montajului în scopul eliminării zgomotelor cu frecvențe foarte joase. Filtrul este realizat cu ajutorul unui amplificator operațional, *CI2*. Concomitent, este posibilă și eliminarea unor vibrații și distorsiuni electromecanice care pot proveni de la sistemul mecanic al



MODUL DE LUCRU AL CORECTORULUI DE TON		
POZ	K1	K2
1	LINIAR	f_c = 2,5kHz
2	f = 70Hz	f = 3kHz
3	f = 100Hz	f = 4kHz
4	f = 150Hz	f = 5kHz
5	f = 220Hz	f = 7kHz
6	—	f = 10kHz
7	—	LINIAR

Figura 4.21 Filtru de zgomot pentru discuri.

unui pick-up nu prea perfecționat. Comutatorul *K1* face posibilă alegerea frecvenței de tăiere a filtrului. Se observă că există 5 posibilități de lucru, între care este prevăzută și trecerea semnalului electric nemodificat (atunci cînd nu există zgomote de frecvență joase). Frecvența de tăiere a filtrului se poate alege în trepte, între limitele 70 Hz ÷ 120 Hz.

Caracteristicile de transfer ale filtrului sînt prezentate în fig. 4.22. Se observă că elementele electrice ale filtrului s-au ales astfel încît să se obțină o caracteristică de transfer de tip Butterworth, care implică o uniformitate maximă amplitudine-frecvență în banda de trecere și o atenuare mare în afara ei (12 dB/octavă).

De la ieșirea filtrului trece-sus programabil, semnalul audio prelucrat se aplică la intrarea filtrului trece-jos programabil. Acest filtru a fost prevăzut pentru corecția semnalului audio de înaltă frecvență. Cu ajutorul lui există posibilitatea atenuării și uneori chiar eliminării totale a acelui fîșiit deosebit de neplăcut (hiss) carê însoțește înregistrările vechi. Să nu uităm că majoritatea înregistrărilor vechi nu conțin semnale audio de frecvențe înalte, limita maximă fiind de cca 4 — 6 kHz. Datorită acestui considerent, limitarea benzii de trecere a frecvențelor înalte se impune de la sine. Filtrul trece-jos este un filtru activ, cu o caracteristică de atenuare de tip Butterworth, aleasă din aceleași considerente ca și în cazul filtrului trece-sus. La realizarea filtrului se folosește un amplificator operațional. Comutatorul *K2* selectează 7 posibilități de lucru ale filtrului, frecvențele

de tăiere programabile alegîndu-se între 2,5 kHz şi 20 kHz (funcţionare practic liniară). Atenuarea introdusă de filtru în afara benzii de trecere este de 12 dB/octavă. Caracteristicile de transfer ale filtrului trece-jos programabil sînt de asemenea prezentate în fig. 4.22.

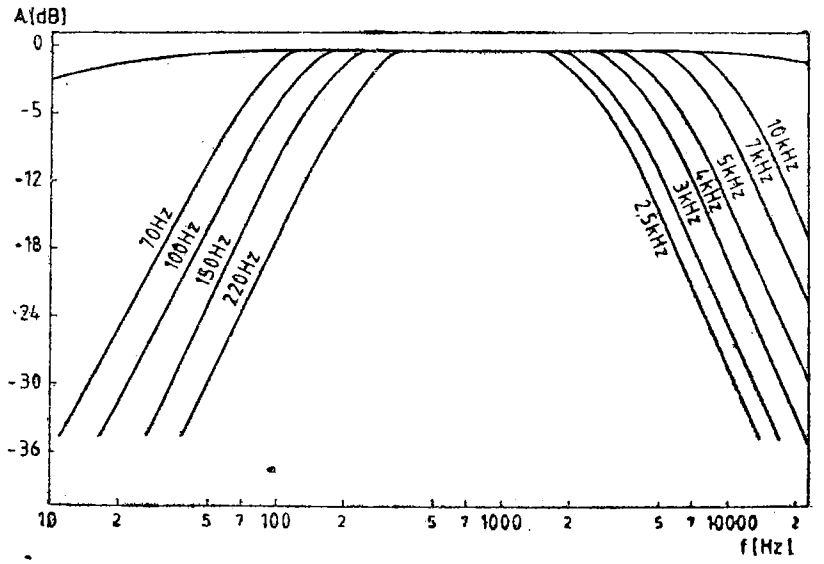


Figura 4.22 Caracteristicile de transfer ale filtrului de zgomot.

Necesarul energetic al montajului este asigurat de un etaj de alimentare capabil să livreze o tensiune de $\pm$ 15 V. Este de preferat alegerea unei surse duble de tensiune, stabilizate şi foarte bine filtrate.

Montajul se realizează practic, în varianta mono sau stereo, pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu cupru. Se vor lua toate precauţiunile realizării unui cablaj care să implice funcţionarea montajului în mod optim (structură fizică de cuadripol a etajelor funcţionale, lipsa buclei de masă, trasee cît mai scurte, traseu de masă lat de minim 3 mm etc.). Deşi nu s-au figurat în cadrul schemei electrice (pentru a nu complica reprezentarea grafică), *în mod obligatoriu* se amplasează pe plăcuţa de cablaj imprimat, chiar lîngă pinii de alimentare cu + 15 V şi — 15 V ai fiecărui circuit integrat, cîte un condensator de filtraj de 0,1 μF (conectat electric între pinul de alimentare şi masă). Această măsură îmbuntăţeşte considerabil comportarea amplificatoarelor operaţionale în ceea ce priveşte imunitatea la zgomot. Transformatorul de reţea şi plăcuţa stabilizatorului de tensiune constituie un monobloc realizat separat, ecranat suplimentar faţă de restul montajului. Totodată, blocul de alimentare se amplasează cît mai departe de amplificatoarele operaţionale şi de comutatoarele *K1* şi *K2*, care şi ele se ecranează corespunzător. Toate traseele care privesc conexiunile destinate trecerii semnalului audio util se realizează obligatoriu folosind cablu ecranat.

Componentele electrice folosite la realizarea fizică a montajului vor fi de cea mai bună calitate. Să nu uităm faptul că o singură componentă cu slabe performanţe poate compromite montajul favorizînd apariţia zgo-

motului pe care ne străduim atît de mult să-l eliminăm. Se recomandă folosirea condensatoarelor cu mică pentru filtrul trece-jos programabli.

Întreg montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie din tablă cu pereții de fier de grosime minimă 1 mm.

După realizarea practică se reverifică montajul atît în ceea ce privește corectitudinea amplasării componentelor electrice cît și mai ales a conductoarelor de interconectare dintre comutatoarele *K1*, *K2* și blocurile funcționale. Inițial, comutatoarele *K1* și *K2* se acționează pe poziția „liniar". Se alimentează montajul de la sursa dublă de tensiune și se aplică la intrarea lui un semnal electric provenit de la un pick-up care redă un disc vechi. Semnalul de la ieșirea montjului se audiază folosind un amplificator de audiofrecvență perfecționat. Prin cîteva încercări, acționînd comutatoarele *K1* și *K2*, se selectează banda de trece optimă a filtrelor realizînd reducerea zgomoului, fără însă a limita semnalul audio-util. După aceste reglaje semnalul audio corectat se poate înregistra folosind un magnetofon, casetofon etc., obținîndu-se în final reabilitarea programului muzical de pe disc și asigurarea unei audiții corespunzătoare.

4.10 FILTRU DE ZGOMOT „RUMBLE" PENTRU PICK—UP

Parametrii și configurația schemei electrice a acestui filtru de zgomot determină încadrarea montajului în categoria Hi-Fi. Utilizarea practică a montajului presupune folosirea sa la un pick-up de înaltă performanță în ceea ce privește doza (electromagnetică!) și construcția părții mecanice. Filtrul de zgomot este compus din două părți principale, și anume preamplificatorul pentru doza magnetică și filtrul de zgomot propriuzis. El este inclus în cadrul montajului pentru eliminarea zgomotului de frecvență joasă, sub 100 Hz, denumit în mod curent „rumble".

Acest tip de zgomot poate apare după un număr de ore de funcționare a pick-up-ului, datorită uzurii mecanice, rezonanței mecanice a brațului, vibrațiilor ce se transmit de la motorul de antrenare al platanului etc. Aproape totdeauna zgomotul rumble prezintă un spectru de frecvență care constituie un multiplu sau submultiplu al frecvenței tensiunii de alimentare de la rețea. În scopul eliminării sale s-a ținut cont atît de modul de prelucrare al semnalului audio util furnizat de doza electomagnetică cît și de însuși principiul de funcționare al oricărei doze de pick-up.

Montajul prezintă următoarele performanțe:

— impedanța de intrare 47 kΩ
— tensiunea nominală de intrare 3 mV
— banda de lucru 16 Hz ÷ 20 kHz
— amplificarea la frecvența de 1 kHz: 38,5 dB
— caracteristica de răspuns în banda audio: RIAA
— raport semnal-zgomot $\geqslant$ 80 dB
— atenuarea componentelor zgomotului:

f(Hz)	A(dB)
25	32
50	20
100	10

— distorsiuni armonice totale $\leqslant$ 0,1%.

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 4.23. Semnalele audio *S* și *D* preluate de la doza electromagnetică se aplică la intrarea montajului prin intermediul rezistențelor *R1* și *R1'*. Grupurile *R1 C1* și *R1' C1'* constituie filtre trece-jos care asigură montajului o imunitate în

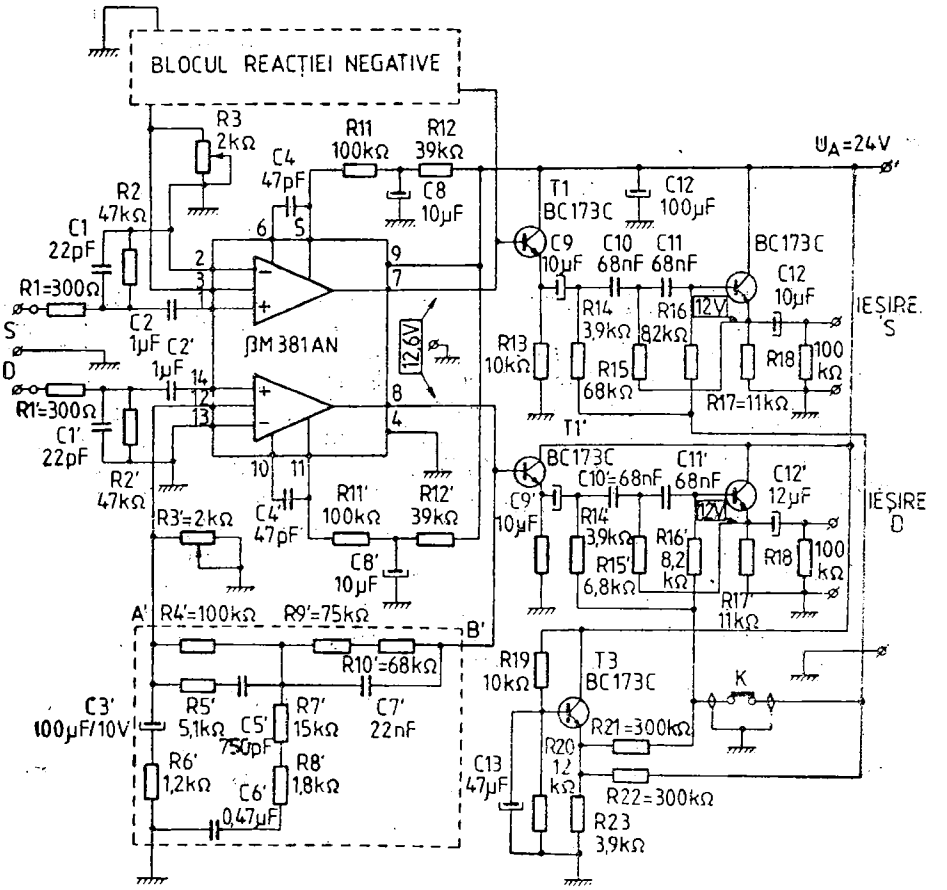


Figura 4.23 Filtru de zgomot „rumble" prntru pickup.

ceea ce privește pătrunderea la intrarea preamplificatorului a unor semnale ultrasonore. Prin intermediul condensatoarelor *C2* și *C2'*, semnalele audio *S* și *D* se aplică ulterior preamplificatorului dual realizat cu circuitul integrat βM 381 AN.

Acesta conține două amplificatoare operaționale identice, specializate în amplificarea semnalelor de nivel mic (de ordinul milivolților). Circuitul integrat βM 381 AN prezintă în banda de audiofrecvență un zgomot propriu foarte redus (0,8 μV). Folosind o schemă electrică adecvată, se poate obține cu el o amplificare ridicată a semnalului audio util și totodată un raport semnal-zgomot foarte bun. În acest scop, s-a ales o configurație optimă de utilizare a etajului de intrare, corelată cu impedanța de intrare a montajului. În scopul unui filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare destinată etajului de intrare al amplificatorului operațional, s-a

prevăzut grupul *R11 R12 C8* (*R11' R12' C8'*). Condensatoarele *C4* și *C4'* limitează amplificarea de către cele două amplificatoare operaționale a unor semnale cu frecvență mai mare decît 25 kHz.

În scopul obținerii unei caracteristici de transfer de tip RIAA pentru cele două amplificatoare, s-au prevăzut blocurile reacției negative. Constantele de timp proprii caracteristicii de tip RIAA s-au ales în conformitate cu prevederile DIN 45 500, după cum urmează:

$t_1 = 75$ μs (2120 Hz)

$t_2 = 318$ μs (500 Hz)

$t_3 = 3180$ μs (50 Hz)

$t_4 = 7950$ μs (20 Hz)

De la ieșirea fiecărui amplificator operațional al circuitului integrat βM 381 AN (pinii *7* și *8*) semnalul audio se aplică filtrului de zgomot propriu-zis. El conține tranzistoarele *T1*, *T2*, *T1'*, *T2'* și *T3*. *T1* și *T1'* sînt amplasate în cadrul montajului într-o configurație de tip repetor pe emitor. Acest amplasament a fost prevăzut pentru separarea galvanică a fiecărui amplificator operațional de restul montajului și pentru coborîrea impedanței în scopul prelucrării optime de către etajele următoare. În vederea obținerii unui coeficient de distorsiuni foarte redus, tranzistoarele *T1* și *T1'* sînt cuplate galvanic la ieșirile amplificatoarelor operaționale, care realizează astfel și polarizarea lor în curent continuu. Din emitorii tranzistoarelor *T1* și *T1'*, prin intermediul condensatoarelor *C9* și *C9'*, semnalul audio util este aplicat blocurilor de corecție a zgomotului de tip rumble. Pentru a înțelege funcționarea lor, este necesară precizarea unor aspecte privind funcționarea unei doze stereo și modul de imprimare stereofonică pe disc a unui program muzical sonor.

În perioada de timp cînd acul dozei parcurge traseul rilelor discului, la bornele dozei se obțin cele două semnale electrice *S* și *D*. Acestea sînt proporționale ca amplitudine cu viteza de antrenare a discului de către platanul pick-upului și cu forța de apăsare a acului dozei pe rilele discului. Profilul geometric al rilelor determină caracterstica de frecvență a programului muzical sonor imprimat. Fiecare semnal electric, *S* sau *D*, este determinat de însumarea vectorială a componentelor normale și tangențiale ale forței de apăsare exercitate de acul dozei magnetice asupra pereților rilei discului. În momentul apariției unor vibrații mecanice nedorite (ale platanului pe care este așezat discul sau ale brațului care poartă doza) acestea generează componentele normale și tangențiale ale unei forțe de apăsare false, care este chiar sursa zgomotului de tip rumble. Cele două componente se însumează, la fiecare canal informațional, cu componentele utile ale forței de apăsare, iar rezultatul final este un semnal audio util peste care s-a suprapus zgomotul. Forța de apăsare falsă, generată de vibrațiile mecanice nedorite, acționează nesimetric asupra pereților rilei discului cu aceeași amplitudine a componentei normale dar în opoziție de fază în privința componentei tangențiale. Componenta normală este nesemnificativă față de componenta tangențială, care deține ponderea cea mai importantă. Datorită acestui fapt zgomotul adăugat semnalului util pe canalul informațional „S" are aceeași amplitudine, dar este în opoziție de fază, cu zgomotul adăugat pe canalul „D".

Un alt fapt caracteristic modului de imprimare pe disc al unui program sonor este micșorarea efectului stereo la frecvențe sub 200 Hz. Rezultă faptul că, aproape totdeauna, frecvențele joase (sub 200 Hz) sînt redate identic de cele două canale informaționale „S și „D".

Funcționarea blocurilor de corecție a zgomotului de tip rumble constă în însumarea și transmiterea concomitentă a semnalelor de frecvență joasă proprii celor două canale informaționale și transmiterea separată a semnalelor de frecvență medie-înaltă.

Dacă inițial cele două canale informaționale aveau în componența lor structura semnalelor stereo :

$$S_T = S_J + S_i + Z,$$

$$D_T = D_J + D_i - Z,$$

în urma prelucrării apare situația :

$$S_T = S_J + S_i + Z + (D_J - Z) = S_J + D_J + S_i$$

unde :

$$D_T = D_J + D_i - Z + (S_L + Z) = D_J + S_J + D_i ,$$

S_T = semnalul total al canalului informațional stînga
D_T = semnalul total al canalului informațional dreapta
S_J = semnalul de frecvență joasă al canalului stînga
S_i = semnalul de frecvență înaltă al canalului stînga
D_J = semnalul de frecvență joasă al canalului dreapta
D_i = semnalul de frecvență înaltă al canalului dreapta
Z = zgomotul.

Din relațiile menționate rezultă, în urma prelucrării, accentuarea frecvențelor joase și eliminarea zgomotului rumble, deci îmbunătățirea substanțială a raportului semnal-zgomot în banda frecvențelor joase.

Prin intermediul condensatoarelor *C9* și *C9'*, semnalele audio sînt aplicate etajelor care conțin tranzistoarele *T2* și *T2'*, repetor pe emitor. Grupurile *C10 R15 C11 R16* și *C10' R15' C11' R16'* reprezintă filtre trecesus de tip Bessel. Utilizarea filtrelor Bessel permite obținerea unor caracteristici liniare de fază la capătul benzii de lucru, fapt esențial pentru nedistorsionarea semnalelor de frecvență joasă prelucrate. Frecvența de tăiere a filtrelor este $f_t = 200$ Hz (la -3 dB). Păstrarea unui coeficient unitar de transmisie a fiecărui repetor pe emitor s-a realizat prin îndeplinirea egalității $R15 = 0{,}75\ R16$ ($R15' = 0{,}75\ R16'$) pentru capacități egale ale condensatoarelor *C10*, *C11* și *C10'*, *C11'*. Atenuarea de 32 dB, 24 dB și 10 dB introdusă de filtrul de zgomot pentru frecvențele de 25 Hz, 50 Hz și 100 Hz unui canal informațional corespunde simultan cu gradul de adiție al semnalului de frecvență joasă la celelalt canal informațional.

Datorită considerentului că efectul stereo slăbește în mod sensibil pentru semnale audio cu frecvența sub 400 Hz și practic dispare la frecvențe sub 200 Hz, filtrul de zgomot tip rumble nu distorsionează repartiția semnalelor de frecvență joasă pe cele două canale informaționale.

Tranzistorul *T3* este amplasat în cadrul montajului ca sursă de tensiune stabilizată, necesară polarizării tranzistoarelor *T2* și *T2'*. Prin intermediul rezistențelor *R21* și *R22* se realizează polarizarea în curent continuu a tranzistoarelor *T2* și *T2'*, iar datorită valorii lor mari, ele nu afectează funcționarea montajului în privința semnalelor audio prelucrate de cele două canale informaționale. Din emitorul tranzistoarelor *T2* și *T2'*, semnalele S_T și D_T prelucrate ajung la ieșirea montajului prin intermediul grupurior *C12 R18* și *C12' R18'*. Limitatorul de zgomot poate fi scos din funcțiune prin deschiderea comutatorului *K*, iar în acest caz cele două semnale D_T și S_T ajung nemodificate la ieșirea montajului.

Pentru realizarea practică a montajului se folosesc componente electrice de cea mai bună calitate. Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex dublu placat cu cupru. Una dintre plăcile de cupru constituie ecranul. Pentru a nu scurtcircuita terminalele componentelor în locurile de trecere a lor se îndepărtează cuprul cu ajutorul unui spiral de diametru 3 mm (fără a găuri și sticlostratitexul). Traseele cablajului imprimat de pe cealaltă față a plăcuței dublu placate trebuie să respecte cu stricteță

toate regulile impuse de montajele care amplifică semnale de ordinul milivoților (structură fizică de cuadripol, lipsa buclei de masă, traseu de masă de minim 3 mm etc.).

După plantarea componentelor electrice pe plăcuța de cablaj imprimat se reverifică montajul, în special amplasarea corectă a circuitului integrat βM 381 AN. Montajul se alimentează de la o sursă de tensiune stabilizată, care are totodată un filtraj foarte bun.

În cazul în care constructorul amator întîmpină dificultăți la procurarea componentelor ce constituie blocul reacției negative, se pot alege alte valori apropiate, recalculîndu-se conform următoarelor relații :

$$t_1 = R4C5, \qquad t_2 = \frac{R4(R7 + R8)}{R4 + R7 + R8}\, C7$$

$$t_3 = (R9 + R10)\, C7, \qquad t_4 = (R7 + R8)\, C6$$

În scopul obținerii valorilor finale calculate pentru fiecare rezistență sau capacitate, se pot face amplasamente serie sau paralel utilizînd valorile standardizate. Nu este permisă amplasarea a mai mult de 2 componente serie sau paralel! Valorile obținute pentru constantele de timp, în urma realizării montajului cu noile componente calculate, nu trebuie să depășească valorile impuse cu mai mult de $\pm 1\%$. Pentru păstrarea performanțelor montajelor în privința raportului semnal-zgomot, valoarea rezistenței *R4* nu se modifică, iar valoarea grupului *R9* + *R10* se poate modifica doar în limitele $\pm 10\%$.

Înainte de alimentarea montajului se strapează intrările acestuia. După alimentare se verifică prezența tensiunilor alese la punctele statice de funcționare (tensiuni măsurate față de masa montajului). Tensiunea de 12 V de la ieșirile celor două amplificatoare operaționale ale circuitului integrat βM 381 AN se obține prin acționarea cursoarelor potențiometrelor semireglabile *R3* și *R3'*. Amplificarea generală a montajului se poate modifica (în sensul micșorării ei), în funcție de sensibilitatea dozei magnetice folosite, schimbînd în limite de 15% valoarea rezistenței *R6* (*R6'*). Relația de calcul este :

$$A(1000\ \text{Hz}) = 1 + \frac{R4}{R6}.$$

După efectuarea măsurătorilor și reglajelor montajul se ecranează complet, folosind o cutie metalică din tablă de fier cu pereții groși de cca 1 mm. Montajul se fixează în interiorul complexului electroacustic unde va funcționa (pick-up sau stație de amplificare). Legăturile galvanice doză — limitator de zgomot — corector de ton se realizează obligatoriu folosind conductori ecranați.

4.11 SISTEMUL DOLBY B

Modul de prelucrare a semnalului audio util la înregistrare și redare, în ceea ce privește amplitudinea și respectiv dinamica sa, este prezentat în fig. 4.24. În timpul înregistrării, cînd apare un pasaj muzical pianissimo, cu dinamică mică și amplitudine redusă, amplitudinea lui se mărește arti-

ficial (b). De aici rezultă modul în care este eliminat zgomotul de fond (c). Ulterior, semnalul audio util prelucrat se înregistrează (d).
La redare se procedează invers, micşorînd amplitudinea mărită artificial a semnalului audio util de nivel mic, în aşa fel ca semnalul final să fie identic cu cel iniţial, în ceea ce priveşte amplitudinea şi dinamica (e).

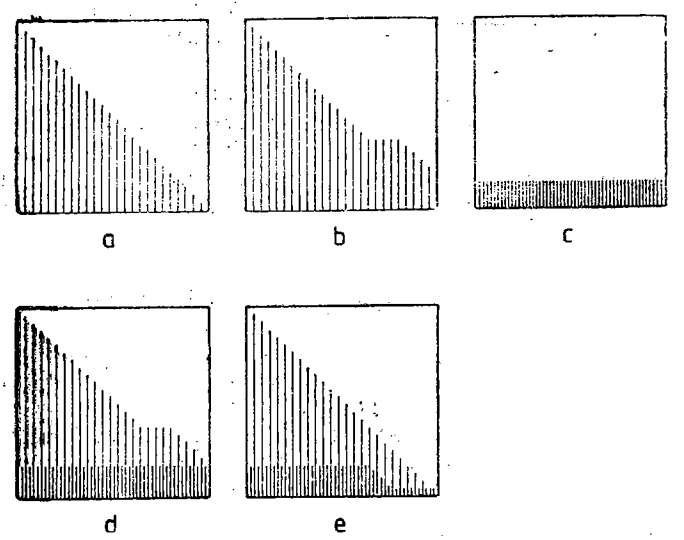


Figura 4.24 Dinamica sistemului Dolby : a) forma iniţială a dinamicii ; b) mărirea artificială a dinamicii ; c) dinamica zgomotului de fond ; d) dinamica semnalului înregistrat ; e) dinamica finală a semnalului redat.

Rezultă modul în care este eliminat zgomotul de fond. La înregistrare zgomotul de fond care ar fi fost comparativ egal cu semnalul audio util de nivel mic (semnalul pianissimo) este cu 8—10 dB mai mic decît el, deoarece semnalul audio de amplitudine mică a fost mărit artificial. La redare semnalul mărit artificial (pianissimo) este micşorat cu aceeaşi rată cu care fusese mărit, pentru a fi redat în mod normal. În acelaşi timp însă este micşorat şi zgomotul de fond înregistrat odată cu el (e), tot cu 8—10 dB, deoarece zgomotul de fond face parte din semnalul deja înregistrat.
În acest fel sistemul permite ameliorarea raportului semnal-zgomot cu 8—10 dB.

La înregistrare, sistemul electronic se poate concepe relativ uşor deoarece, teoretic, ajunge să realizăm o expansiune dinamică a semnalelor slabe, lăsînd nemodificate semnalele electrice puternice. La redare, problema se complică deoarece trebuie să ştim CÎND trebuie efectuată compresia semnalului electric şi CU CÎT trebuie compresat pentru a egala gradul de expansiune, în scopul obţinerii unui semnal electric identic cu cel iniţial. Apare obligatorie folosirea unui sistem electronic prevăzut cu un algoritm de aşa natură încît să includă elementele funcţionale caracteristice înregistrării şi redării, conform celor prezentate anterior.
Să analizăm diagramele prezentate în fig. 4.25. Ele reprezintă modul de corectare a semnalului audio iniţial ce urmează a fi înregistrat. Nive-

lul de zero dB corespunde semnalului electric de amplitudine maximă (fortissimo) iar nivelul de minus 40 dB corespunde semnalului de amplitudine minimă (de 100 ori mai mic decît semnalul maxim). La zero dB nu se face nici o corecţie. La minus 10 dB se face o expansiune de plus 2 dB la frecvenţa 2000 Hz, acţiunea de expansiune pornind de la frecvenţa de 500 Hz. Pentru un nivel de intrare al semnalului util de minus 20 dB, expansiunea este de ordinul a plus 5 dB pentru frecvenţa de 2000 Hz, pornind tot de la 500 Hz. Pentru un nivel minim de minus 40 dB, expansiunea prezintă un nivel de plus 8 dB la 2000 de Hz, pornind de la 200 Hz, iar la frecvenţa de 10000 Hz expansiunea atinge nivelul de plus 12 dB. Este uşor de văzut că expansiunea este maximă către frecvenţele înalte şi nivelul mic al semnalului audio util, deoarece aici se situează spectrul audio al zgomotului de fond care trebuie eliminat. La redare este prevăzut un dispozitiv electronic care execută riguros identic gradele de comprimare a semnalului audio înregistrat, în scopul obţinerii semnalului audio iniţial (nemodificat).

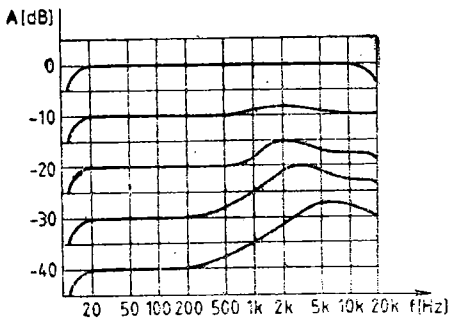


Figura 4.25 Algoritmul Dolby.

O explicare şi mai clară este oferită de schemele funcţionale prezentate în fig. 4.26, 4.27. În timpul înregistrării (fig. 4.26) o parte a semnalului audio, amplificată suplimentar, este adăugată semnalului iniţial, adiţie care urmăreşte sistemul de codificare prezentat în fig. 4.25. Urmărind schema bloc din fig. 4.26 se observă că semnalul iniţial este repartizat pe două căi. Calea principală nu modifică semnalul iniţial(semnalul a). Calea auxiliară selecţionează componentele de amplitudine mică şi cu

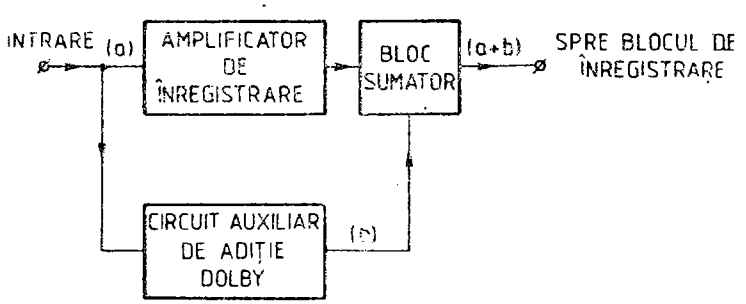


Figura 4.26 Schema bloc la înregistrare a sistemului Dolby.

frecvenţa ridicată (pornind de la 400 Hz) ce trebuiesc adăugate la semnalul principal (semnalul *b*), urmărindu-se obţinerea semnalului modificat conform algoritmului prezentat în fig. 4.25 semnal destinat înregistrării (semnal $a + b$).

Să analizăm schema bloc a circuitului auxiliar, prezentată în fig. 4.28. Semnalul iniţial se aplică unui filtru trece-sus F1, unde de la început

se elimină componentele de frecvență joasă ale semnalului audio util. După această prelucrare semnalul conține numai componente de frecvență medie-înaltă. Ulterior, semnalul corectat se aplică unui filtru-trece-sus comandat în tensiune *F2*, și apoi unui amplificator de tensiune, *A2*. Panta

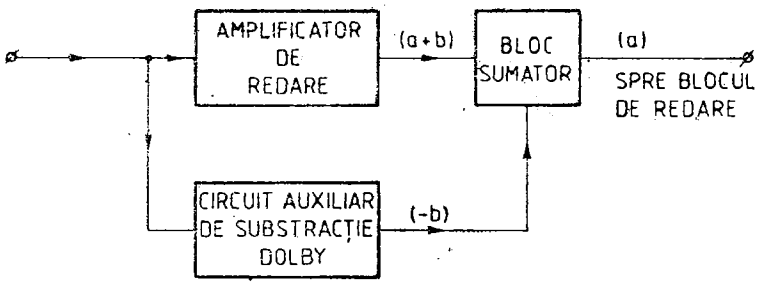


Figura 4.27 Schema bloc la redare a sistemului Dolby.

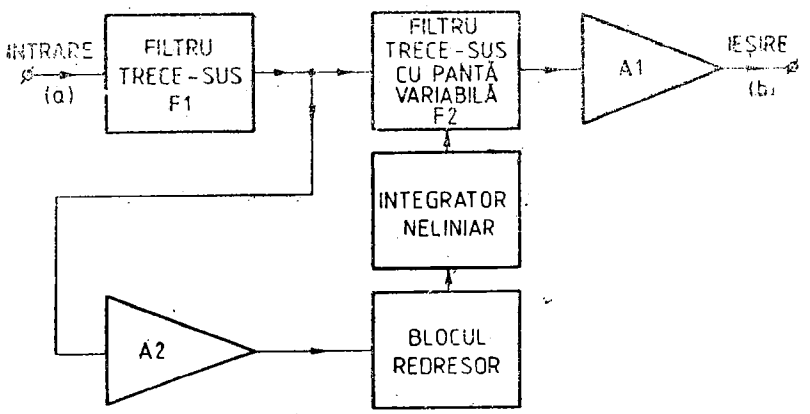


Figura 4.28 Schema bloc a circuitului auxiliar.

filtrului *F2* se reglează în mod continuu, în funcție de amplitudinea semnalului de intrare. Semnalul care apare la ieșirea filtrului trece-sus *F1* este prelucrat de filtrul *F2* și totodată se aplică la intrarea amplificatorului *A2*. Semnalul furnizat de *A2* este redresat de un bloc redresor și apoi aplicat unui bloc integrator neliniar. Cu tensiunea continuă furnizată de integratorul neliniar este comandată în final panta variabilă a filtrului *F2*.

Rezultă imediat modul de funcționare al circuitului auxiliar. La semnale mari de frecvență medie-înaltă, acestea sînt amplificate puternic de *A2*, redresate în blocul redresor și aplicate blocului integrator neliniar care comandă blocarea filtrului *F2*. În acest caz la ieșirea amplificatorului *A1* nu se obține semnalul auxiliar (semnalul *b*) deci pentru semnale inițiale de intrare care conțin un spectru de frecvențe medii-înalte cu amplitudine mare, blocul auxiliar nu adaugă la semnalul destinat înregistrării un semnal suplimentar *b*. În cazul apariției unor semnale cu amplitudine mică de frecvență medie-înaltă, acestea sînt amplificate insuficient de *A2*, redresate de blocul redresor și în final aplicate integratorului neliniar, care furnizează o tensiune continuă insuficientă pentru blo-

carea filtrului *F2*. În această situație semnalele de frecvență medie înaltă trec prin *F2*, sînt amplificate ulterior de *A1* și însumate cu semnalul inițial (se obține semnalul $a + b$). Acest semnal destinat înregistrării este în mod evident „amplificat" în ceea ce privește spectrul frecvențelor medii-înalte de amplitudine mică.

Se menționează că amplificarea suplimentară a semnalului inițial se face conform algoritmului prezentat în fig. 4.25 în mod continuu. În momentul redării (fig. 4.27) un sistem de codificare identic cu cel utilizat la înregistrare permite identificarea amplificării suplimentare a frecvențelor medii-înalte proprii semnalelor de amplitudine redusă (semnalul *b*). Semnalul amplificat suplimentar este „scăzut" din semnalul amplificat în urma înregistrării.

În final, la ieșirea din amplificator se obține semnalul original (*a*). Se observă, în situația redării, plasarea amplificatorului auxiliar într-o buclă de contrareacție, în opoziție de fază cu semnalul înregistrat. Prin însumarea celor două semnale $(a + b)$ și $(-b)$ se obține semnalul inițial (*a*), neafectat de zgomotul de fond propriu benzii magnetice și sistemului de înregistrare-redare. Se menționează că în componența reală a sistemului DOLBY se includ încă o serie de blocuri funcționale, asupra cărora se va insista la analiza schemei electrice generale complete.

În fig. 4.29 este prezentată caracteristica tipică a spectrului de zgomot propriu unei benzi magnetice ce echipează o casetă audio (după normativul DIN 45 405, pentru viteza benzii de 4,75 cm/s). Se observă în mod clar că zona de lucru a sistemului reducător de zgomot trebuie să cuprindă în mod obligatoriu spectrul frecvențelor medii înalte (400 Hz÷12 500 Hz).

Ca urmare, sistemul Dolby B a fost proiectat astfel încît să lucreze în mod continuu tocmai în acest interval al benzii de audiofrecvență. În

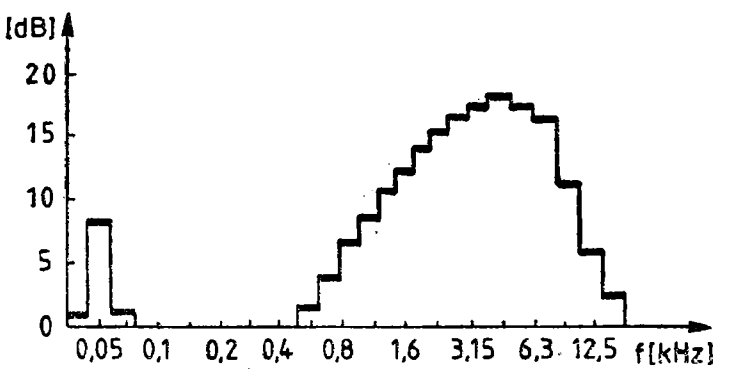


Figura 4.29 Spectrul de zgomot propriu unei benzi magnetice.

fig. 1.5 sînt prezentate caracteristicile funcționale ce evidențiază funcția de compandor a sistemului Dolby B. În mod obligatoriu caracteristicile de lucru, atît cele de compresie cît și cele de expansiune, trebuie să fie complementare.

Schema bloc completă a sistemului Dolby B este prezentată în fig. 4.30. Schema electrică generală este în fig. 4.31.

Performanțele tipice ale schemei electrice prezentate în această lucrare sînt următoarele :

— curent maxim absorbit (varianta stereo) 60 mA
— reducerea zgomotului $\geqslant$ 10 dB
— nivelul de limitare, deasupra nivelului DOLBY stabilit : 16,5 dB
— raport semnal-zgomot : $\geqslant$ 66 dB (în banda 20 Hz ÷ 20 kHz)
— distorsiuni maxime : THD $\leqslant$ 0,1%.

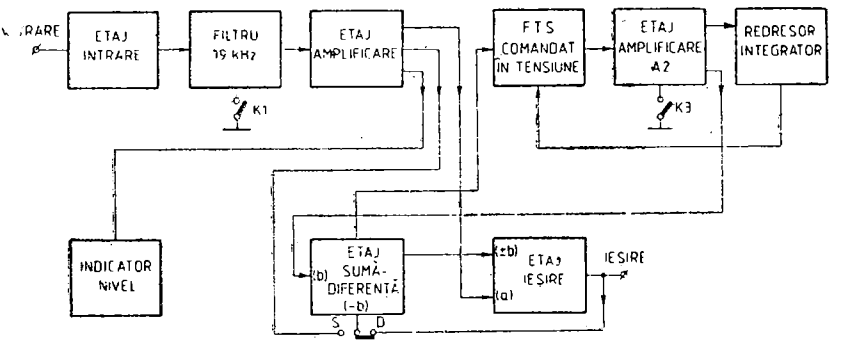


Figura 4.30 Schema bloc completă a sistemului Dolby.

Etajul de intrare conține tranzistorul *T1* și îndeplinește următoarele funcțiuni :

— asigură adaptarea dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a montajului ;

— realizează adaptarea de impedanță la filtrul de 19 kHz, și anume oferă o impedanță de ieșire scăzută, în scopul funcționării optime a filtrului ;

— realizează o amplificare inițială semnalului de intrare (cu 16 dB) în scopul compensării atenuării introduse de filtrul de 19 kHz ;

— oferă posibilitatea reglajului de nivel al semnalului audio util (potențiometrele *R1* și *R1'*) preluat de la diverse surse sonore în scopul stabilirii nivelului optim de prelucrare în vederea înregistrării sau redării, conform algoritmului DOLBY.

Semnalul audio util amplificat de către etajul de intrare este preluat din colectorul tranzistorului *T1* și, prin intermediul bobinei *L1*, aplicat filtrului de 19 kHz. El a fost prevăzut în scopul eliminării componentelor de frecvență ultrasonoră din spectrul sursei de semnal audio util. Amplitudinea semnalului ultrasonor nedorit ar oferi o informație falsă în ceea ce privește nivelul semnalelor de frecvență înaltă, determinînd în final o prelucrare necorespunzătoare a semnalului audio util.

Datorită acestui fapt, conectarea în lanțul blocurilor funcționale a filtrului de 19 kHz (acționarea comutatorului *K1* pe poziția 1—2) este obligatorie atunci cînd sursa semnalului audio util destinat înregistrării poate prezenta componente de frecvență ultrasonoră. Filtrul de 19 kHz este realizat înscriind *L1 C6* cu *L2 C5 C7*. Caracteristica filtrului este prezentată în fig. 4.32. Se observă că acțiunea filtrului începe de la frecvența de 15 kHz. Se obține o atenuare de 30 dB la 19 kHz și de cca 20 dB la 38 kHz (atenuarea semnalului stereo pilot care ar putea apare de la un radioreceptor). Totodată, în zona benzii de frecvență 80—100 kHz

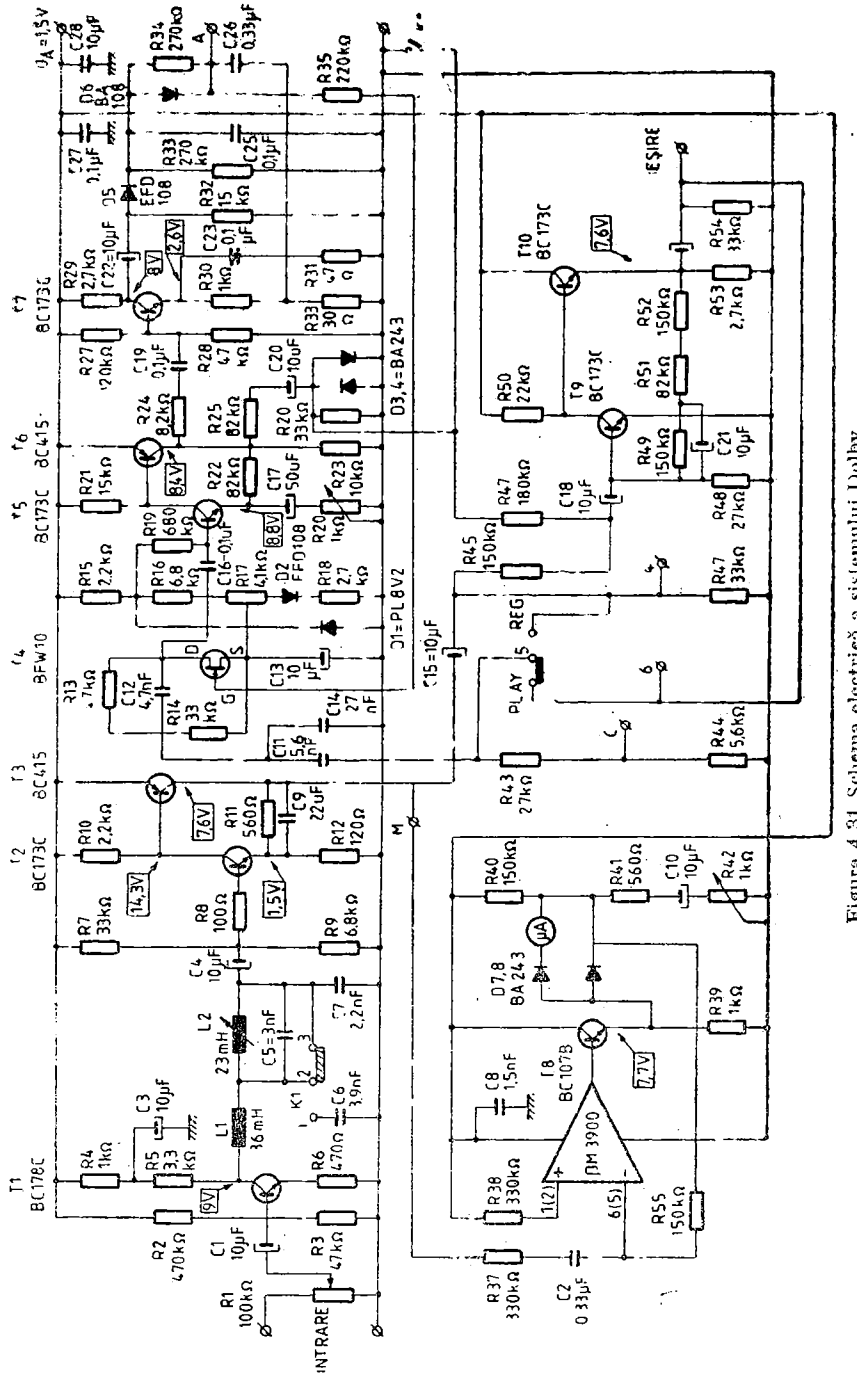


Figura 4.31 Schema electrică a sistemului Dolby.

(proprie curentului de premagnetizare de la un magnetofon sau casetofon) atenuarea furnizată de filtru este de cca 40 dB.

Filtrul de 19 kHz poate fi demontat din montaj atunci cînd sursa semnalului audio util nu deține componente de frecvență ultrasonoră (spre ex. semnalul audio furnizat de pick-up). Deconectarea filtrului se realizează acționînd comutatorul *K1* pe poziția 2—3.

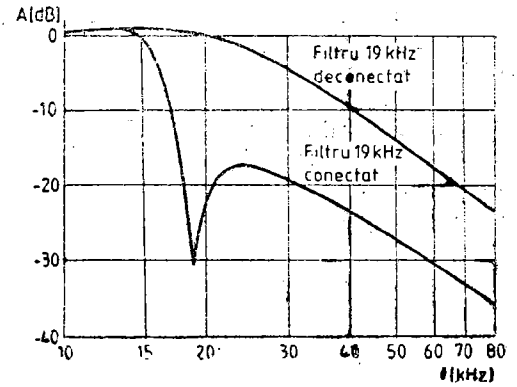


Figura 4.32 Caracteristicile filtrului de 19 kHz.

Semnalul audio util este preluat de la ieșirea filtrului prin intermediul condensatorului *C4* și este aplicat etajului de amplificare *A1*. Acesta conține tranzistoarele *T2* și *T3* și este proiectat pentru următoarele funcțiuni :

— amplificare foarte mare în întreaga bandă audio, amplificare limitată în final de o buclă de reacție negativă ($A = R11/R12$) ;

— impedanță de ieșire redusă ;

— distorsiuni în banda audio minime (THD $\leqslant$ 0,02%).

Etajul de amplificare *A1* compensează atenuarea semnalului audio util introdusă de filtrul de 19 kHz, asigurînd în același timp nivelul tensiunii prevăzute pentru prelucrarea optimă (numit nivel Dolby) care are valoare de 580 mV (pct. *M* pe schema electrică). Reglajul semnalului audio util la acest nivel se face cu ajutorul potențiometrului *R1* (pentru varianta stereo, potențiometrele *R1* și *R1'*). În acest scop se urmărește indicația VU-metrelor proprii blocului indicator de nivel.

Partea de semnal audio care urmează a fi adăugat sau scăzut din semnalul inițial, în scopul prelucrării acestuia conform algoritmului Dolby, este generată de filtrul trece-sus comandat în tensiune (FTSCT). Modul în care FTSCT funcționează este esențial pentru înțelegerea sistemului de prelucrare a semnalului. Banda de trecere a FTSCT este reglementată inițial de un filtru trece-sus de tip RC, format din rezistența *R14* (3,3 kΩ) și condensatoarele *C11* și *C14* (5,6 nF și 27 nF). Frecvența de tăiere a acestui filtru trece-sus este de 1,5 kHz. Să presupunem inițial lipsa lui *C12* = 4,7 nF. Rezistența *R13* = 47 kΩ formează, împreună cu rezistența drenă-sursă r_{DS} a tranzistorului *T4* (de tip FET), un atenuator comandat în tensiune. Tensiunea de comandă a acestui atenuator se obține de la blocul redresor integrator (cum se va vedea ulterior). Fără o tensiune continuă de comandă aplicată pe grila tranzistorului *T4*, sau la nivele foarte mici de tensiune, rezistența r_{DS} are valori de ordinul a $2 \div 10$ MΩ (practic infinită). În acest caz, atenuatorul *R13*-r_{DS} nu lucrează. Semnalele de frecvență înaltă trec nemodificate, amplificate ulterior de amplificatorul de tensiune *A2*, și participă cu adiție sau substracție la semnalul audio inițial în funcție de modul de lucru al sistemului (expansiune sau compresie).

În cazul în care tensiunea continuă de comandă pe grila tranzistorului *T4* este suficient de mare, deci atunci cînd semnalele audio de frecvență medie-înaltă prezintă o amplitudine mare, rezistența r_{DS} devine

mică (de ordinul sutelor de ohmi). În acest caz grupul $R13r_{DS}$ atenuează semnalele de nivel mare și frecvență medie-înaltă. Ele nu mai participă deci la prelucrarea semnalului audio inițial, care rămîne în această situație nemodificat.

Să luăm acum în considerație și efectul plasării condensatorului *C12* în paralel cu rezistența *R13*. În această situație, condensatorul *C12* formează împreună cu r_{DS} un al doilea filtru trece-sus cu pantă variabilă, comandat în tensiune. Odată cu creșterea tensiunii de comandă pe grila

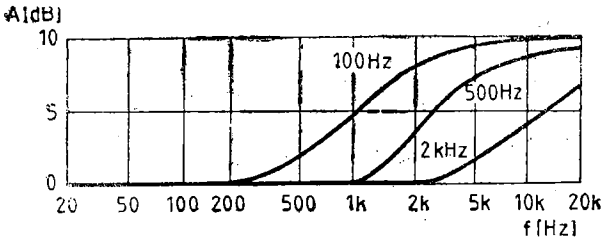


Figura 4.33 Reducerea zgomotului la diverse frecvențe.

tranzistorului *T4*, determinată de o creștere a frecvenței semnalului audio util, combinată de cele mai multe ori cu creșterea nivelului acestuia, caracteristicile de funcționare ale FTSCT se modifică. Frecvența de tăiere crește (de la valoarea de 1,5 kHz) iar în același timp atenuarea lui scade. Modul în care sînt modificate caracteristicile de funcționare ale FTSCT, în funcție de *frecvența* semnalului audio inițial, este prezentat în fig. 4.33. Acest mod de lucru este deosebit de important, deoarece astfel se evită activarea filtrului FTSCT de către semnalele de nivel mediu și frecvență înaltă. Acest lucru are ca rezultat evitarea modulării semnalului audio util de nivel mic și frecvență înaltă, deci posibila modulație de zgomot numită efect „breathing".

În același timp, diagramele din fig. 4.33 reprezintă reducerea zgomotului în prezența semnalului audio util de frecvență medie. Eficiența de lucru a sistemului este de cca 10 dB/octavă, iar modul de lucru al FTSCT complet reflectă totodată imunitatea sistemului la modulația de zgomot.

Polarizarea tranzistorului cu efect de cîmp *T4* este asigurată de grupul *D1 R1 R17 D2 R18*. *D1* (diodă Zener PL8V2) are rolul de a stabiliza suplimentar tensiunea destinată polarizării lui *T4*. Dioda *D2* a fost prevăzută pentru evitarea unei polarizării accidentale inverse a lui *T4* și totodată pentru sporirea stabilității termice a sistemului. Reglajul tensiunii de polarizare, în scopul stabilirii punctului static de funcționare optim al tranzistorului *T4*, se realizează cu ajutorul potențiometrului semireglabil *R17*. Prin intermediul rezistențelor *R14* și *R13*, potențialul static al sursei lui *T4* este practic identic cu cel al drenei. Datorită acestui fapt *T4* funcționează ca o rezistență comandată în tensiune, în zona caracteristicilor de funcționare liniare, neexistînd astfel pericolul distorsionării semnalului audio prelucrat.

Prin intermediul condensatorului *C16* semnalul audio prelucrat este transmis blocului amplificator de tensiune *A2* (în baza tranzistorului *T5*). El conține tranzistoarele *T5* și *T6*, amplasate într-o configurație de dublet super-G. Funcțiunile blocului sînt următoarele:

— amplificarea semnalului audio prelucrat, în vederea prelucrării semnalului audio inițial după algoritmul Dolby ($a + b$ sau $a + b + (-b)$);

— furnizarea către blocul redresor-integrator a semnalului audio prelucrat, de diferite nivele de tensiune, în vederea obținerii semnalului de comandă pe grila lui *T4*, din FTSCT.

Datorită buclei de reacție negativă (rezistența *R20* = 8,2 kΩ) amplificarea foarte mare a blocului *A2* este reglementată de raportul *R22/R20* la o valoare de 12÷18 dB. Diodele *D3* și *D4* limitează amplitudinea semnalului audio prelucrat (*b*) la 0,6 V (rolul se vede la explicarea funcționării dinamice a sistemului DOLBY. Rezistența *R26* liniarizează caracteristicile de funcționare ale diodelor *D3* și *D4* în zona de blocare.

Prin intermediul grupului *R24 C19* semnalul audio prelucrat de blocul FTSCT este aplicat blocului redresor-integrator, care conține tranzistorul *T7*. Amplificarea în blocul redresor-integrator (de cca 38 dB) a semnalului ce urmează să fie integrat este reglementată de raportul *R29/R31*. Blocul redresor-integrator determină funcționarea dinamică a blocului FTSCT, practic funcționarea sistemului DOLBY în regim continuu de lucru. Datorită acestui fapt, blocului redresor-integrator i se impun o serie de cerințe funcționale deosebite de importante:

— evitarea modulației de produs a semnalului audio prelucrat (*b*), datorită schimbărilor rapide ale tensiunii continue care se obține în urma procesului de redresare-integrare, destinată a fi aplicată pe grila tranzistorului *T4*;

— minimizarea regimului tranzitoriu de suprasarcină datorat unor semnale de frecvență înaltă cu durată foarte scurtă și amplitudine mare, ce ar putea deranja buna funcționare a blocului FTSCT.

Deoarece primul considerent impune o constantă de timp mare a circuitului integrator, iar al doilea o constantă de timp mică, singura soluție practică este folosirea unei constante de timp ce depinde în final de rata de schimbare și frecvența semnalului audio prelucrat. În acest scop s-a prevăzut grupul *R28 C25*, ce determină o constantă de timp mică circuitului redresor, care sesizează în acest fel foarte rapid micile schimbări de amplitudine ale semnalului audio prelucrat. Totodată, constanta de timp de cca 100 ms a circuitului integrator (*R34* = 270 kΩ, *C26* = 330 nF), care furnizează semnalul de comandă pentru blocul FTSCT, este de ajuns de mare pentru prevenirea modulației de produs audibile a semnalului audio prelucrat (valoarea constantei de timp s-a stabilit în urma unor numeroase experimentări și încercări la 100 ms).

Pentru variații mari și rapide ale semnalului audio prelucrat s-a amplasat în circuitul integrator grupul *D6 R41*. Tensiunea de pe condensatorul *C25* (= 100 nF) crește, în această situație, mai rapid decît tensiunea pe *C26* (= 330 nF). Ca urmare dioda *D6* intră în stare de conducție și astfel constanta de timp generală a circuitului redresor-integrator se reduce de la 100 ms la cca 1 ms. Între aceste două situații extreme rezistența *R41* determină, pînă la deschiderea diodei *D6*, încărcarea lui *C26*.

În mod curent funcționarea în regim tranzitoriu este reglementată de constanta de timp variabilă a circuitului redresor-integrator. Totuși, pentru regimuri de suprasarcină foarte rapide (amplitudine mare și durată foarte scurtă), la care blocul redresor-integrator nu poate răspunde îndeajuns de repede, s-a prevăzut limitarea semnalului audio prelucrat, furnizat de blocul *A2*, prin amplasarea la ieșirea acestuia (după grupul *R25 C20*) a grupului de diode *D3 D4*. Ele limitează valoarea semnalului ce a

depășit amplitudinea maximă, stabilită cu cca 2 dB peste cea normală. Doar în această situație pot apărea distorsiuni ale semnalului audio prelucrat (de max. 1%). Ele durează însă doar 1÷2 ms, perioadă de timp în care semnalul este insesizabil.

Analizînd modul de prelucrare al semnalului furnizat de blocul redresor-integrator, se observă că, din punct de vedere al componentei alternative, aceasta se preia din emitorul tranzistorului *T7* (din divizorul de tensiune *R30 R36*). Acest aranjament a fost ales pentru ca semnalul „alternativ", variabil, amplicat pe grila lui *T4* să fie totdeauna ca valoare jumătate din semnalul alternativ aplicat pe drenă. În acest fel distorsiunile ce ar putea apărea la funcționarea ca rezistență comandată în tensiune a lui *T4* (în special armonica a 2-a) sînt reduse la minim (THD $< 0{,}5\%$).

Funcția de compandor a sistemului DOLBY este asigurată de etajul sumă-diferență. În funcție de varianta de lucru aleasă (expansiune sau compresie) etajul sumă-diferență realizează adiția sau substracția semnalului audio prelucrat (*b*), furnizat de etajul amplificator de tensiune *A2*, la semnalul audio inițial (*a*). La realizarea etajului sumă-diferență s-a pornit de la faptul că, pentru menținerea simetriei în ceea ce privește adiția și/sau substracția Dolby, este util ca circuitul semnalului original să fie același.

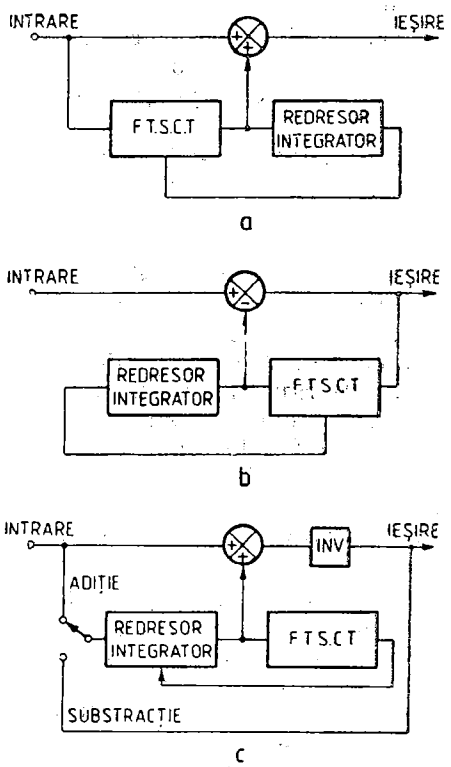


Figura 4.34 Funcționarea blocului sumă-diferență: a) adiție Dolby; b) substracție Dolby; c) compandare Dolby.

În fig. 4.34. a este prezentată schema bloc a circuitului de adiție DOLBY iar în fig. 4.34.b schema-bloc a circuitului de substracție. Se observă că pentru adiție este necesară operația de însumare, care presupune semnalele *a* și *b* în aceeași fază. Pentru substracție semnalul *b* este scăzut din semnalul *a*, ambele fiind în aceeași fază sau echivalent semnalul *b* se însumează cu semnalul *a*, *b* fiind în opoziție de fază față de *a*. Acest procedeu implică folosirea unei bucle de reacție negativă. S-a ales soluția ca în momentul adiției semnalele *a* și *b* să fie în fază iar în momentul substracției să fie în opoziție de fază.

O modalitate simplă de a evita amplasarea unui bloc funcțional schimbător de fază în cazul substracției este realizarea schimbării de fază a semnalului audio rezultat în urma prelucrăriii (adiție sau substracție) după etajul de însumare (etajul final). În acest fel printr-o simplă acționare a comutatorului *K2* (fig. 4.31) se realizează algoritmul de compandare Dolby Inversorul de fază (care este chiar etajul final) poate rămîne permanent în circuit și totodată face parte din bucla de reacție negativă în fază doar în momentul substracției Dolby.

De la blocul sumă-diferență, prin intermediul rezistențelor *R45* și *R47*, semnalul audio prelucrat conform algoritmului DOLBY se aplică etajului de ieșire (prin intermediul condensatorului *C18*). Acesta conține tranzistoarele *T9* și *T10* și are următoarele funcțiuni :

— efectuează schimbarea de fază a semnalului audio prelucrat după algoritmul Dolby ;

— realizează o impedanță de ieșire scăzută, în scopul adaptării cu ușurință la impedanța de intrare a blocurilor funcționale din magnetofon (casetofon). *T9* este amplasat într-o configurație de amplificator de tensiune iar *T10* într-o configurație de repeor pe emitor. Amplificarea generală a etajului de ieșire este reglementată de raportul $(R51 + R52)/R48$.

Blocul de măsură conține amplificatorul operațional βM3900, amplasat într-o configurație de redresor fără prag. Reglajul nivelului de 0 dB se face pentru o tensiune aplicată la intrarea blocului de măsură, de 580 mV (400 Hz), prin acționarea potențiometrului semireglabil *R42*.

Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu cupru. Constructorul amator poate face mici modificări ale traseelor cablajului, în funcție de gabaritul pieselor pe care le posedă, dar în mod obligatoriu se păstrează configurația de bază. Se folosesc componente electrice de cea mai bună calitate, verificate fiecare înainte de plantarea pe plăcuța de cablaj. Montajul s-a realizat în varianta „stereo" dar se poate folosi aceeași configurație a plăcuței de cablaj imprimat și pentru varianta „cuadro".

În mod practic se realizează două plăcuțe de cablaj imprimat identice, separate între ele la montaj printr-un ecran din tablă de fier de cca 1 mm grosime.

Toate tranzistoarele sînt din categoria celor cu zgomot redus, cu factorul de amplificare în curent $h_{21E} \geqslant 200$. Obligatoriu tranzistoarele *T7* și *T7'* dețin un factor de amplificare $h_{21E} \geqslant 450$. Tranzistoarele cu efect de cîmp *T4* și *T4'* au caracteristici de funcționare cît mai apropiate, obținute prin sortare, și obligatoriu aceeași valoare pentru curentul drenă-sursă static I_{DSS} și tensiunea de prag U_P. Plantarea pe plăcuța de cablaj imprimat a tranzistoarelor *T4* și *T4'* se face cu atenție sporită, deoarece o amplasare greșită le poate distruge foarte ușor. Aceeași atenție este solicitată și în privința polarității corecte a condensatoarelor electrolitice. Ca indicatoare optice de nivel tip VU-metre se folosesc două microampermetre de 200 μA cap de scală.

După plantarea componentelor pe plăcuța de cablaj imprimat montajul se reverifică și ulterior se pregătește pentru reglare. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată și foarte bine filtrată de 15 V. Reglajele încep prin măsurarea tensiunii punctelor de funcționare statică ale fiecărui etaj. Măsurătorile se fac după ce inițial s-au pus la masa montajului cele două intrări (prin străpare). Dacă valorile măsurate diferă de valorile menționate ale tensiunilor specificate în schema electrică generală cu mai mult de 3%, se reverifică montajul și eventual se înlocuiește componența defectă.

După verificarea tensiunilor pentru fiecare etaj funcțional, se trece la efectuarea reglajelor propriu-zise :

— reglajul nivelului de 0 dB al VU-metrelor ;

— reglajul filtrului de 19 kHz ;

— reglajele pentru funcționarea montajului după algoritmul Dolby.

Reglajul nivelului de 0 dB se face pentru fiecare canal informațional S și D, aplicînd la intrarea montajului o tensiune alternativă de cca 600 mV cu frecvența 400 Hz, de la un generator de semnal cu formă de undă dreptunghiulară. În situația inițială cursorul potențiometrului *R1* (*R1'*) este la masa montajului, iar filtrul de 19 kHz este dezactivat (*K1* pe poziția *2—3*). Se mărește treptat tensiunea acționînd cursorul potențiometrului *R1*, avînd grijă ca în același timp acul VU-metrului să nu depășească capul de scală. Pentru acest lucru se acționează cu atenție cursorul potențiometrului semireglabil *R42*, în mod corespunzător. În momentul cînd în punctul *M* (marcat pe schema electrică) tensiunea a atins nivelul de 580 mV (nivelul DOLBY) se acționează cursorul potențiometrului *R42* astfel încît VU-metrul să indice 0 dB. După aceste reglaje cursorul potențiometrului *R42* (și ulterior după aceleași reglaje *R42'*) se fixează cu o picătură de vopsea.

Reglajul filtrului de 19 kHz se face aplicînd la intrarea montajului un semnal sinusoidal de cca 200 mV cu frecvența 19 kHz. Se mărește amplitudinea semnalului acționînd cursorul potențiometrului *R1*, comutatorul *K1* fiind pe poziția *2—3*. În momentul cînd VU-metrul indică 0 dB se acționează *K1* pe poziția 1—2 (filtrul de 19 kHz activat) și se reglează miezul bobinei L2 pînă cînd indicația VU-metrului prezintă o valoare minimă (o atenuare de cca 30 dB). Reglajul pentru celălalt canal informațional este similar. Miezurile bobinelor *L2* și *L2'* se rigidizează de asemenea cu cîte o picătură de vopsea.

Reglajele pentru funcționarea montajului conform algoritmului Dolby constau în realizarea unei adiții sau substracții de semnal astfel încît montajul să prezinte caracteristicile similare cu cele prezentate în fig. 1.5. Pentru acest lucru este suficient ca la o anumită frecvență, pentru un semnal electric de un anumit nivel să fie realizată adiția sau substracția Dolby conform caracteristicilor de transfer proprii acestui sistem. Valorile componentelor electrice ale montajului sînt astfel calculate încît în întreaga bandă audio montajul respectă algoritmul Dolby. Pentru efectuarea reglajelor s-a ales frecvența semnalului audio de 5 kHz. Analizînd diagramele din fig. 4.25 se observă că pentru un semnal electric ce prezintă o atenuare de 40 dB față de nivelul de referință (580 mV), adiția sau substracția Dolby are valoarea de 10 dB.

Înainte de orice intervenție în montaj (ștrapuri, comutări etc.) acesta se scoate de sub tensiune, pentru a nu provoca un scurtcircuit accidental. Reglajul constă în următoarele operații :

1. Se pune la masa montajului (prin ștrapare cu conductor scurt) grila tranzistorului *T4*.

2. Se acționează comutatorul *K3* pe poziția „închis" (semnalul de adiție sau substracție eliminat) iar *K2* pe poziția RECORD.

3. Se comută *K1* pe poziția *2—3* (filtrul de 19 kHz dezactivat).

4. Se acționează potențiometrul semireglabil *R17* în așa fel ca tensiunea măsurată față de masa montajului în sursa tranzistorului *T4* să fie maximă.

5. De la generatorul de semnal sinusoidal se aplică o tensiune cu frecvența de 5 kHz la intrarea montajului, astfel ca în punctul de test 1 (marcat pe schema electrică) să se obțină o tensiune de 17,5 mV. Concomitent se notează valoarea tensiunii apărută în punctul de test *2* (marcat de asemenea de schema electrică).

6. Se deschide *K3* și se acționează potențiometrul semireglabil *R20* pentru a obține în punctul de test *2* o tensiune mai mare cu 10 ± 0,25 dB decît cea măsurată inițial. Se notează și această a doua valoare.

7. Se îndepărtează conductorul care scurtcircuitează grila lui *T4* la masă și se acționează *R17* astfel încît în punctul de test *2* să se obțină o tensiune mai mică cu 2 ± 0,25 dB decît a doua valoare măsurată (măsurată conform pct. 6).

8. Se scurtcircuitează la masa montajului grila lui *T4* și se verifică reapariția în punctul de test *2* a valorii tensiunii măsurate inițial.

9. În final se îndepărtează conductorul care scurtcircuitează (pentru efectuarea reglajelor menționate anterior) grila tranzistorului *T4*.

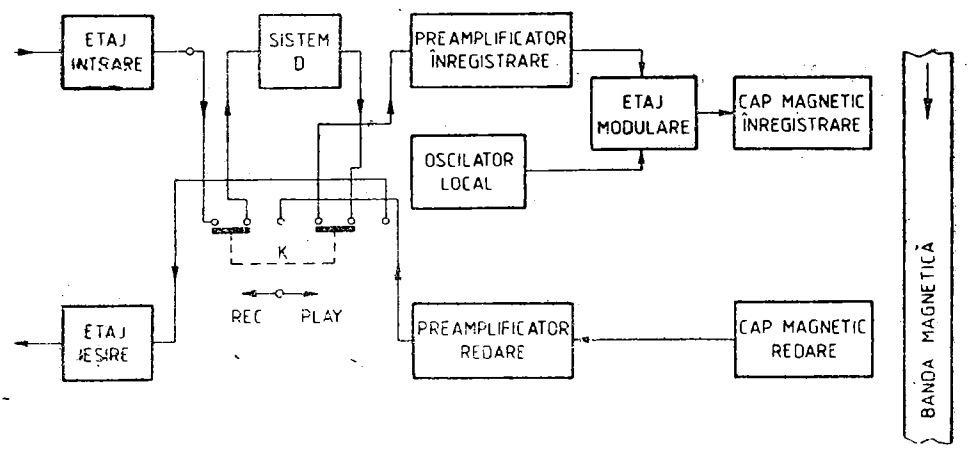


Figura 4.35 Conectarea sistemului Dolby în magnetofon.

Reglajele se fac cu atenție, utilizînd pentru măsurători un voltmetru electronic (impedanța de intrare cca 1 MΩ). După terminarea reglajelor pentru ambele canale informaționale S și D ale montajului, toate potențiometrele semireglabile se rigidizează cu cîte o picătură de vopsea. Montajul se introduce obligatoriu într-o cutie din tablă de fier cu pereții de grosimea cca 1 mm. Conductoarele ce privesc calea semnalului audio se realizează din cablu ecranat. Conectarea în magnetofon se face ca în fig. 4.35.

Pe aceeași plăcuță de cablaj imprimat pe care este realizat stabilizatorul de tensiune se realizează și cablajul pentru blocurile de măsură care comandă cele două VU-metre. Dacă, din lipsă de spațiu, plăcuțele de cablaj imprimat proprii sistemului DOLBY nu se pot amplasa în magnetofon sau casetofon, este de preferat construcția unei cutii separate, aceasta avînd designul corespunzător integrării într-un complex electroacustic.

5 AMPLIFICATOARE DE PUTERE

5.1 NOȚIUNI DE BAZĂ

Funcția esențială a unui amplificator de audiofrecvență de putere este preluarea unui semnal de audiofrecvență de ordinul sutelor de milivolți și amplificarea acestuia în așa fel încît în final să fie posibil transferul dorit de energie electrică impedanței de sarcină (grupului de difuzoare din incinta acustică). Amplificatorul de audiofrecvență trebuie să realizeze o amplificare de putere, deci atît amplificarea în curent cît și amplificarea în tensiune a semnalului de audiofrecvență inițial. Orice amplificator de putere prezintă următoarele blocuri funcționale distincte :

— etajul de intrare,
— etajele de amplificare intermediare,
— etajul pilot,
— sursa de tensiune constantă destinată polarizării etajului final,
— etajul final,
— etajul de protecție la suprasarcini,
— etajul de reacție negativă globală.

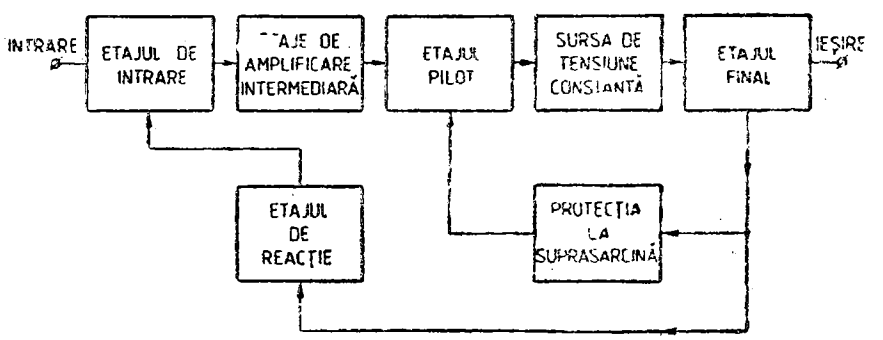


Figura 5.1 Schema bloc a amplificatorului de putere.

Schema bloc a unui amplificator de audiofrecvență de putere este prezentată în fig. 5.1.

Etajul de intrare îndeplinește următoarele funcțiuni :

— adaptarea dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare a amplificatorului,

— amplificarea liniară în tensiune a semnalului de intrare în toată banda de audiofrecvență,

— preluarea din etajul final a unei fracțiuni din semnalul de ieșire, pentru realizarea reacției negative globale ce reglementează amplificarea generală totală a amplificatorului.

În funcție de complexitatea soluției adoptate pentru schema electrică generală a amplificatorului, etajul de intrare poate să conțină unul sau mai multe tranzistoare. Totodată caracteristica de transfer a etajului de intrare trebuie să prezinte o liniaritate maximă în zona activă de lucru, pentru evitarea apariției distorsiunilor neliniare. O altă cerință imperioasă proprie etajului de intrare este să prezinte un zgomot propriu minim.

Etajele de amplificare intermediară realizează amplificarea în tensiune a semnalului de audiofrecvență. Configurația etajelor de amplificare intermediară este astfel aleasă încît funcționarea lor să fie situată în zona de liniaritate maximă a caracteristicilor de transfer globale. Datorită acestui fapt etajele de amplificare intermediară prezintă aproape întotdeauna bucle de reacție negativă locală sau globală. Totodată, în scopul evitării apariției distorsiunilor neliniare, amplificarea semnalului audio util se face numai în banda de audiofrecvență. În acest scop, totdeauna sînt prevăzute filtre pasive sau active, care limitează banda de trecere a etajelor de amplificare intermediară la zona frecvențelor audio utile.

La majoritatea amplificatoarelor de audiofrecvență de putere banda de audiofrecvență utilă este limitată în domeniul 20 Hz ÷ 20 kHz. În ceea ce privește zgomotul propriu, la etajele de amplificare intermediară se iau aceleași precauții ca și la etajul de intrare.

Etajul pilot realizează amplificarea finală în tensiune proprie amplificatorului de audiofrecvență. Cerințele esențiale ale etajului pilot sînt :

— amplificarea finală în tensiune a semnalului de audiofrecvență preluat de la etajele de amplificare intermediară,

— funcționarea liniară în întreaga bandă de audiofrecvență,

— furnizarea curentului de comandă tranzistoarelor din etajul final, fără ca acest lucru să deranjeze liniaritatea caracteristicii de transfer proprie etajului pilot.

Datorită acestor considerente, în mod frecvent etajul pilot conține unul sau mai multe tranzistoare cu amplificare mare, ultimul dintre ele fiind de putere medie. Totdeauna etajul pilot funcționează în clasa A.

Sursa de tensiune constantă este necesară polarizării tranzistoarelor din etajul final astfel încît acestea să funcționeze în zona caracteristicilor de transfer liniare. Majoritatea surselor de tensiune constantă prezintă o configurație de tip superdiodă (folosirea unui tranzistor ca diodă), datorită următoarelor avantaje :

— obținerea cu ușurință (acționarea unui potențiometru semireglabil) a tensiunii necesare polarizării tranzistoarelor din etajul final.

— asigurarea optimă a compensării termice, într-o gamă largă de temperaturi, necesară bunei funcționări a tranzistoarelor din etajul final. În acest scop, tranzistorul din montajul superdiodă se amplasează fizic pe radiatoarele tranzistoarelor finale izolat electric dar într-un contact intim din punct de vedere termic.

— reglajul simplu și eficient al curentului de mers în gol propriu etajului final.

Una din cele mai importante părți ale amplificatorului de audiofrecvență este etajul final. Funcțiile lui esențiale sînt următoarele:

— preluarea semnalului de audiofrecvență de la etajul pilot care a realizat amplificarea în tensiune a semnalului audio util;

— amplificarea în curent, deci practic în putere, a semnalului audio furnizat de etajul pilot;

— adaptarea impedanței de ieșire a amplificatorului de putere cu impedanța de sarcină (impedanța difuzoarelor incintei acustică);

— furnizarea unei părți din semnalul de ieșire amplificat blocului de reacție, în scopul controlului permanent al amplificării semnalului util (bucla de reacție negativă globală).

Din considerentele menționate anterior, etajul final are o configurație de tip repetor pe emitor, fapt confirmat de soluțiile constructive alese pentru majoritatea amplificatoarelor de audiofrecvență de putere. Pentru obținerea unui randament maxim, în mod frecvent se alege funcționarea etajului final în clasa AB, deci practic o combinație de 2 secțiuni tip repetor pe emitor.

Este cunoscut faptul că un tranzistor de putere cu cit lucrează cu curenți mai mari prezintă un factor de amplificare în curent de valoare mai redusă ($h_{21E} = 20 - 40$). Deoarece etajul pilot lucrează cu un curent de ordinul zecilor de miliamperi, iar pentru tranzistoarele finale proprii unui amplificator de audiofrecvență de putere este necesar un curent de comandă de ordi-

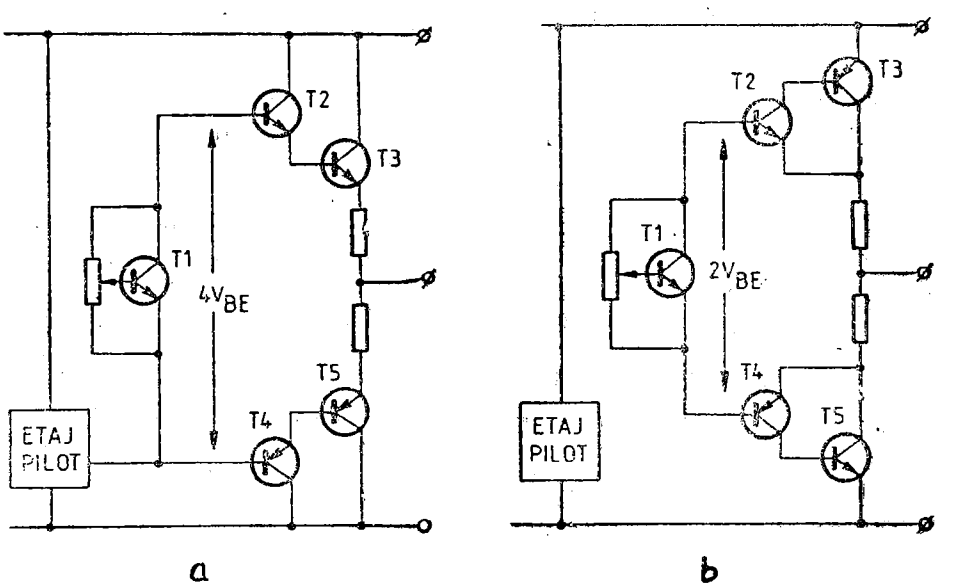


Figura 5.2 Polarizarea etajului final: a) tranzistoare de putere de același tip; b) tranzistoare de putere complementare.

nul sutelor de miliamperi, în mod frecvent se recurge la folosirea unui amplasament de tranzistoare tip dublet sau triplet, similar celui prezentat în fig. 5.2.

Se observă că varianta din fig. 5.2. b este mai avantajoasă deoarece permite polarizarea etajului final cu o sursă de tensiune continuă de valoare mult mai redusă decît varianta din fig. 5.2. a.

Excursia în tensiune a etajului pilot prezintă în cele 2 cazuri următoarele valori :

$$U_a = U_A - U_{SAT} - 4V_{BE}$$

$$U_b = U_A - U_{SAT} - 2V_{BE}$$

unde :

U_a, U_b — excursia în tensiune a etajului pilot, U_A — tensiunea de alimentare, U_{SAT} — tensiunea de saturație a tranzistorului final din etajul pilot, V_{BE} — tensiunea bază emitora unui tranzistor.

Se observă imediat inegalitatea $U_a < U_b$.

Deoarece U_b reprezintă limitele tensiunii alternative a semnalului audio util, care se regăsește la ieșirea etajului final, varianta de polarizare din fig. 5.2.b permite obținerea unei puteri mai mari, deci este mai avantajoasă. Din aceste considerente, majoritatea etajelor finale moderne sînt realizate conform acestei variante. De multe ori, constructorul amator întîmpină dificultăți datorită imposibilității realizării etajului final cu tranzistoare PNP de putere (unul dintre ele). Această dificultate se poate elimina folosind un montaj adecvat, conform căruia funcționarea unui tranzistor de putere de o anumită structură să poată fi echivalată de funcționarea altui tranzistor de putere de structură opusă. În fig. 5.3 se prezintă așa-numiții dubleți în conexiune super-G, care împreună cu 2 rezistențe amplasate corespunzător permit echivalarea menționată anterior. Rezistențele s-au amplasat datorită faptului că în conexiunea super-G dubletul posedă un factor de amplificare în curent foarte mare ($\beta_{ech} = \beta_1 \cdot \beta_2$). Cele 2 rezistențe au rolul de a micșora amplificarea generală a dubletului și în același timp este permisă obținerea unui curent rezidual I_{CE_0} de valoare redusă. În acest fel β_{ech} și I_{CE_0} proprii dubletului prezintă valori foarte asemănătoare cu cele ale tranzistorului echivalent. În fig. 5.3.a este prezentat un dublet de putere de tip PNP (complementarul tranzistorului 2N3055) iar în fig. 5.3. b schema electrică echivalentă a unui tranzistor NPN. Pentru ambele variante $\beta_{ech} = 50$, iar $I_{CE_0} = 4\ \mu A$. În vederea obținerii unei amplificări de curent și mai mari (etaje finale de 50 — 100 W) se folosesc scheme electrice de tip triplet, care includ 3 tranzistoare și o serie de rezistențe amplasate corespunzător. În fig. 5.4 este prezentată schema electrică a unui triplet de tip PNP, varianta 1, în fig. 5.5 este prezentată schema electrică a unui triplet PNP varianta a

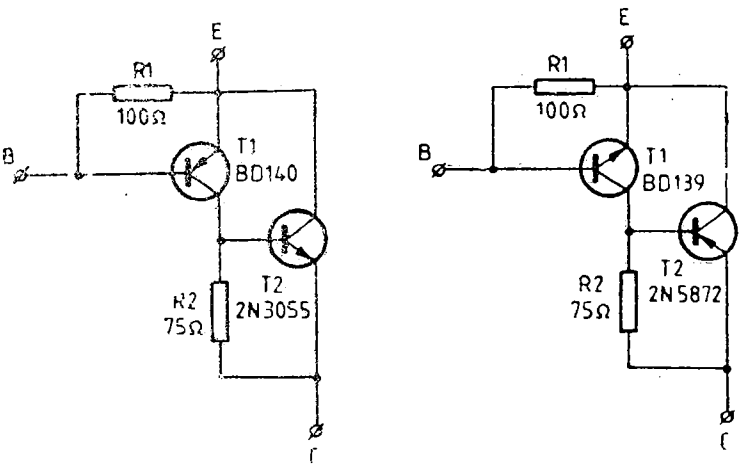


Figura 5.3 Echivalarea tranzistorului de putere : a) PNP ; b) NPN.

II-a, iar în fig. 5.6 schema electrică a unui triplet de tip NPN. Rezistența R_E se amplasează obligatoriu, în scopul realizării unei reacții negative de curent, care, deși reduce din puterea totală a tripletului, prezintă următoarele avantaje :

— previne ambalarea termică a tranzistorului final de putere ;
— reduce factorul de distorsiuni THD și TID ;

— reduce posibilitatea de apariție a unor oscilații nedorite în etajul final;

— reduce diferențele în ceea ce privește timpii de comutație ai celor 2 structuri echivalente NPN și PNP, îmbunătățind funcționarea etajului final la frecvențe ridicate.

Valoarea rezistenței R_E se calculează în funcție de puterea etajului final, avîndu-se în vedere considerentul debitării puterii nominale de către acesta. Tensiunea la bor-

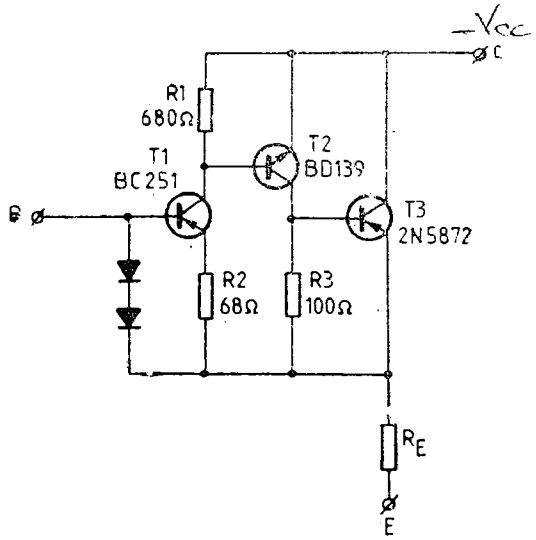


Figura 5.4 Triplet PNP — varianta 1.

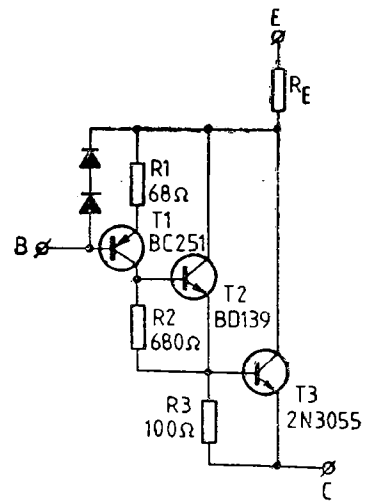


Figura 5.5 Triplet PNP — varianta 2

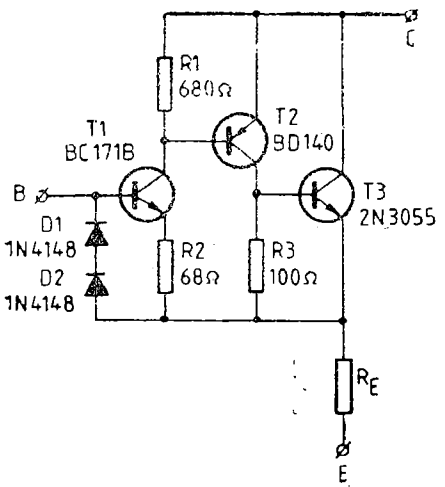


Figura 5.6 Triplet NPN.

nele rezistenței R_E trebuie să fie de cca 0,6 ÷ 0,7 V iar în funcție de curentul nominal al etajului final se obține imediat valoarea nominală.

Etajul de reacție negativă globală are rolul reglementării în mod continuu a amplificării generale proprii amplificatorului de audiofrecvență de putere. De cele mai multe ori etajul reacției negative globale este format din unul sau mai multe grupuri RC conectate între ieșirea amplificatorului de audiofrecvență de putere (deci etajul final) și etajul de intrare.

În acest fel o fracțiune din tensiunea de ieșire se aplică etajului de intrare realizîndu-se astfel bucla de reacție negativă necesară. Condensatoarele prezente în grupurile RC au rolul de aplicare a tensiunii alternative preluată de la ieșirea etajului final, blocînd totodată tensiunea continuă proprie polarizării diferite ale celor 2 blocuri funcționale. Un alt rol al condensatoarelor este limitarea în frecvență (atît capătul inferior cît și capătul superior al benzii de audiofrecvență) a amplificării generale proprii amplificatorului de audiofrecvență de putere, evitîndu-se astfel

amplificarea unor semnale electrice alternative din afara benzii de audiofrecvență.

Etajul de protecție la suprasarcină poate avea 2 configurații de bază și anume :

— protecția la suprasarcină prin limitarea curentului livrat de etajul final ;

— protecție la suprasarcină prin limitarea amplitudinii semnalului audio util amplificat.

În ambele cazuri se evită funcționarea etajului final în regim de suprasarcină, eliminîndu-se în acest fel posibilitatea de apariție a distorsiunilor și supraîncărcarea generală a amplificatorului de putere.

5.2 SCHEME ELECTRICE

În funcție de puterea nominală dorită, impedanța de sarcină a incintelor acustice aflate în dotare și performanțele urmărite în ceea ce privește fidelitatea finală obținută, constructorul amator poate alege una dintre schemele electrice prezentate în această lucrare pentru realizarea practică a unui amplificator de audio frecvență de putere. Toate montajele prezentate au fost realizate practic. La fiecare variantă constructivă s-au măsurat parametrii care constituie cartea de vizită proprie fiecărui amplificator. În vederea unei alegeri inițiale comode grupul de scheme electrice s-a împărțit în 3 categorii, și anume :

— amplificatoare de audiofrecvență cu tranzistoare,

— amplificatoare de audiofrecvență cu tranzistoare și circuite integrate,

— amplificatoare de audiofrecvență cu circuite integrate specializate

5.2.1 Amplificator de 5 W

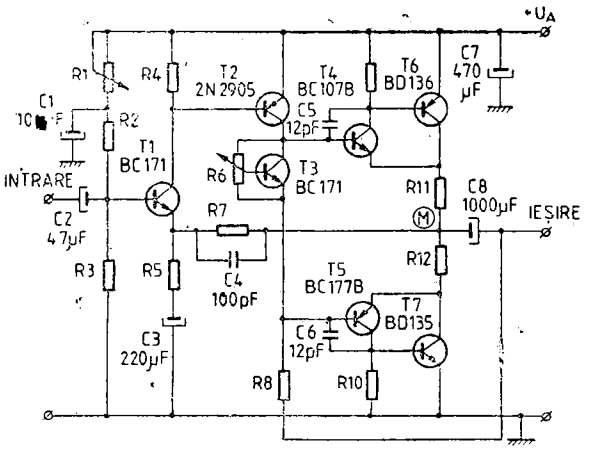
În fig. 5.7 este prezentată schema electrică a unui amplificator de audiofrecvență care livrează o putere nominală de 5 W. Performanțele montajului sînt următoarele :

$P = 5$ W	$U_i = 250$ mV
$Z_S = 4\ \Omega$ (8 Ω)	$S/N \geqslant 70$ dB
$Z_i = 85$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}2\%$
$\Delta f = 40$ Hz — 16 kHz	TID $\leqslant 0{,}1\%$

Z_s fiind impedanța de sarcină nominală.

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului *C2* etajului de intrare care conține tranzistorul *T1*. Din colectorul lui *T1* se preia direct un semnal electric amplificat aplicat tranzistorului *T2*, care constituie etajul pilot al montajului. Sursa de tensiune continuă destinată polarizării este realizată într-o configurație de tip superdiodă cu ajutorul tranzistorului *T3*. Etajul final, realizat în clasa AB, este format din tranzistoarele *T4*, *T6* și *T5*, *T7* amplasate într-un montaj de tipul super-G. Semnalul de ieșire se va aplica difuzorului (grupului de difuzoare din incinta acustică) prin intermediul lui *C8*.

Bucla de reacție negativă formată din grupurile *R7 C4* și *R5 C3* reglementează amplificarea generală a montajului. În vederea utilizării unei impedanțe de sarcină de 4 Ω sau 8 Ω pentru aceeași configurație a montajului, s-au prevăzut valori diferite pentru unele componente electrice



Z	4Ω	8Ω
U	16V	22V
R1	100kΩ	100kΩ
R2	120kΩ	150kΩ
R3	220kΩ	270kΩ
R4	5,6kΩ	5,6kΩ
R5	150Ω	100Ω
R6	10kΩ	10kΩ
R7	6,8kΩ	6,8kΩ
R8	4,7kΩ	12kΩ
R9	1kΩ	1kΩ
R10	1kΩ	1kΩ
R11	0,47Ω	0,47Ω
R12	0,47Ω	0,47Ω

Figura 5.7 Amplificator de 5 W.

în vederea obținerii aceleași puteri de 5 W în ambele cazuri. Valorile sînt prezentate în tabelul anexat schemei electrice.

După realizarea practică reglajele necesare constau în realizarea tensiunii cu valoarea $U_A/2$ măsurată în punctul *M* și stabilirea valorii curentului de mers în gol. Reglajele se fac cu intrarea montajului pusă la masă și impedanță de sarcină (difuzorul) la ieșirea amplificatorului. Stabilirea punctului median de funcționare (tensiunea măsurată în *M*) se face prin acționarea potențiometrului semireglabil *R1*. Stabilirea valorii curentului de mers în gol, $I_0 = 25$ mA, se face acționînd cursorul potențiometrului semireglabil *R6*. După efectuarea acestor reglaje se înlătură strapul de la intrarea montajului, iar amplificatorul este gata de funcționare.

5.2.2 **Amplificator de 10 W**

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în fig. 5.8. Semnalul se aplică etajului de intrare care conține tranzistorul *T1*, prin intermediul condensatorului *C2*. Se observă că acest etaj de intrare este relativ perfecționat, utilizîndu-se o conexiune de tip bootstrap în vederea măririi impedanței de intrare generale a montajului. Din colectorul lui *T1* semnalul se preia galvanic de către tranzistoarele *T2*, *T3* care funcționează în cadrul montajului ca etaj pilot. Amplasarea tranzistoarelor *T2*, *T3* într-un montaj de tip Darlington face ca etajul pilot să dețină o amplificare foarte mare, permițînd în final amplificatorului funcționarea cu distorsiuni minime. Tranzistorul *T4* realizează o configurație de tip superdiodă, constituind sursa de tensiune continuă necesară polarizării etajului final. În vederea optimizării funcționării etajului final s-a pre-

văzut grupul *R8 R9 C5* care constituie o conexiune bootstrap. Etajul final conține tranzistoarele *T5, T6* și *T7, T8* amplasate într-o configurație de tip dublet super-G. În vederea prevenirii apariției unor oscilații ale amplificatorului, în funcționarea la frecvențe înalte, s-a prevăzut grupul *R21 C7*. Amplificarea generală a montajului este reglementată de gru-

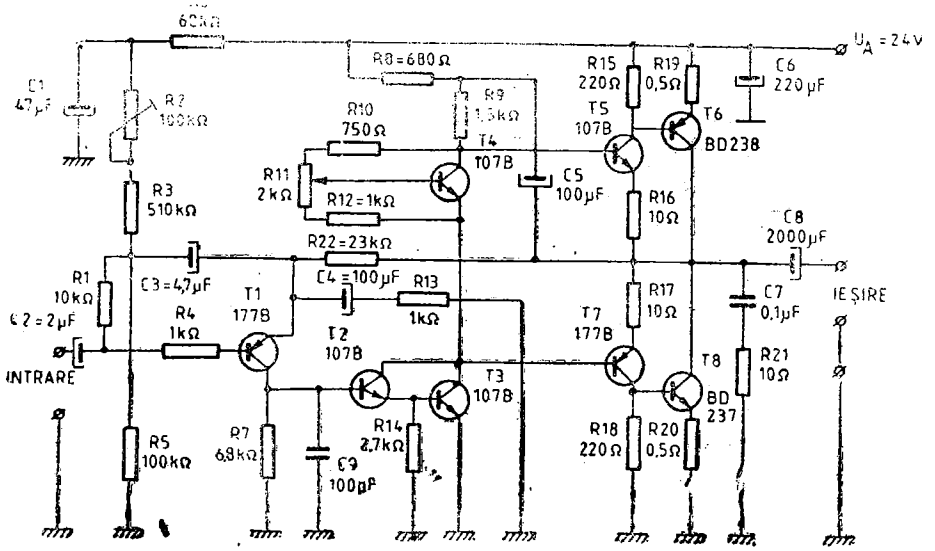


Figura 5.8 Amplificator de 10 W.

pul *R22 C4 R14* care constituie bucla de reacție negativă globală. Performanțele montajului sînt următoarele:

$P = 10$ W	$U_i = 250$ mV
$Z_s = 4\ \Omega$.	$S/N \geqslant 65$ dB
$Z_i = 82$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}2\%$
$\Delta f = 16$ Hz $-$ 20 kHz	TID $\leqslant 0{,}1\%$

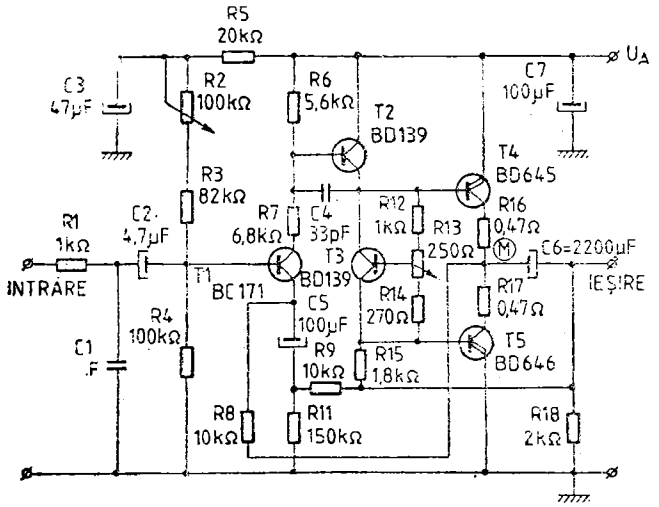
Reglajul tensiunii din M ($U_A/2$) se face din potențiometrul semireglabil *R2*, iar curentul $I_0 = 40$ mA se stabilește acționînd semireglabilul *R11*.

5.2.3 Amplificator cu tranzistoare superbeta

Asimilarea recentă în fabricația de serie autohtonă a tranzistoarelor complementare de tip super-β face posibilă realizarea unui amplificator de audiofrecvență relativ simplu și totodată cu bune performanțe. În fig. 5.9 este prezentată schema electrică a unui amplificator pentru care, în funcție de tensiunea de alimentare, se pot obține puteri nominale de ieșire de la 10 la 50 W.

Față de schemele electrice precedente se observă simplificarea etajului final. Puterea electrică obținută pentru diverse tensiuni de alimen-

tare şi performanţele montajului sînt prezentate în tabelul anexat schemei electrice. Reglajul curentului de mers în gol $I_0 = 30$ mA se face prin potenţiometrul semireglabil *R13* iar stabilirea în punctul *M* a tensiunii de $U_A/2$ se face prin potenţiometrul semireglabil *R2*.



P[W]	10	20	30	40	50
U_A[V]	25	33	40	45	50
Z_S[Ω]	4	4	4	4	4
Z_i[kΩ]	100	100	100	100	100
Δf	20Hz ÷ 25kHz				
U_i[V]	0,5	0,7	0,9	1	1,1
S/N[dB]	70	70	70	70	70
THD%≤	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45
TID%	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2

Figura 5.9 Amplificator cu tranzistoare superbeta.

5.2.4 Amplificator de 15 W

Odată cu creşterea puterii nominale livrate de un amplificator de audiofrecvenţă de putere, pentru obţinerea unor performanţe bune schema electrică îşi va spori gradul de complexitate. În fig. 5.10 este prezentată schema electrică a unui amplificator de 15 W la care, modificînd valoarea tensiunii de alimentare şi valorile unor componente, există posibilitatea

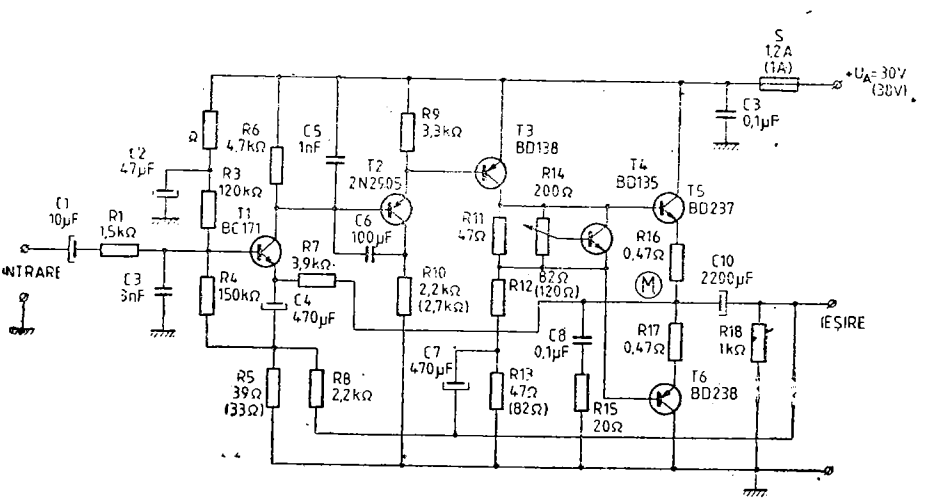


Figura 5.10 Amplificator de 15 W.

livrării aceleiași puteri nominale pentru o impedanță de sarcină de 4 sau 8 Ω. Performanțele montajului sînt următoarele :

$P = 15$ W	$U_i = 250$ mV
$Z_s = 4\ \Omega\ (8\ \Omega)$	$S/N \geqslant 70$ dB
$Z_i = 100$ kΩ.	THD $\leqslant 0{,}1\%$
$\Delta f = 20$ Hz — 18 kHz	TID $\leqslant 0{,}2\%$

Valorile din paranteză ale componentelor schemei electrice sînt date pentru varianta utilizării unei incinte acustice cu impedanța de 8 Ω. Valoarea tensiunii $U_A/2$ din punctul M se stabilește prin modificarea cu ± 10% a valorii rezistenței $R3$. Valoarea curentului de mers în gol $I_0 = 30$ mA se stabilește prin acționarea potențiometrului semireglabil $R14$.

5.2.5 Amplificator HI—FI de 25 W

În fig. 5.11 este prezentată schema electrică a unui amplificator de audiofrecvență de 25 W. Performanțele montajului sînt următoarele :

$P = 25$ W	$\Delta f = 15$ Hz — 35 kHz
$Z_s = 4\ \Omega\ (8\ \Omega)$	$S/N \geqslant 75$ dB
$Z_i = 100$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}03\%$
$U_i = 400$ mV	TID $\leqslant 0{,}01\%$

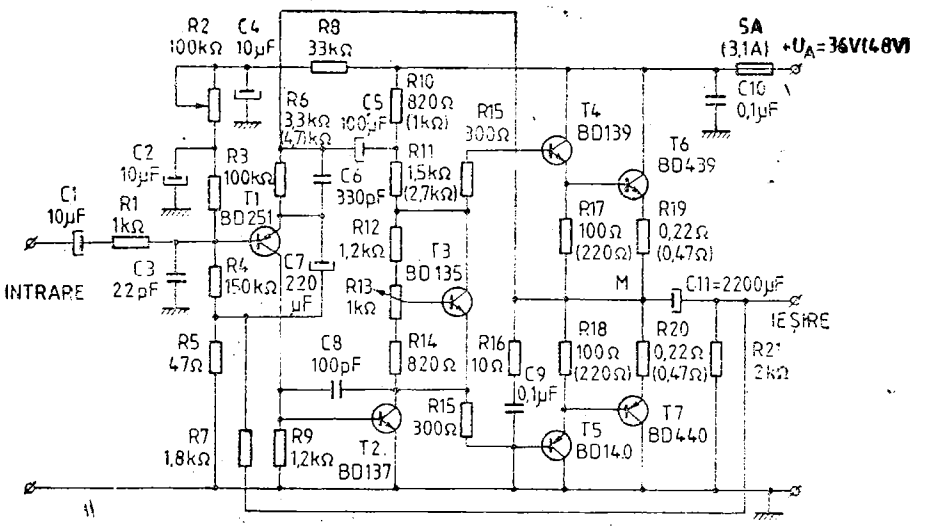


Figura 5.11 Amplificator Hi-Fi de 25 W.

Se observă posibilitatea utilizării pentru aceeași configurație a schemei electrice a unei impedanțe de sarcină de 4 Ω sau 8Ω. Pentru fiecare variantă sînt menționate pe schemă valorile rezistențelor. Se observă sporirea complexității schemei electrice pentru fiecare etaj funcțional. Sta-

bilirea valorii $U_A/2$ în punctul M se face prin potențiometrul semireglabil *R2*. Valoarea curentului de mers în gol $I_0 = 40$ mA se obține acționînd potențiometrul semireglabil *R13*. Reglajele se fac cu intrarea montajului strapată și impedanța de sarcină conectată la ieșirea amplificatorului.

5.2.6 Amplificator HI—FI de 35 W

Schema electrică a amplificatorului de 35 W este prezentată în fig. 5.12. Față de montajele anterioare, în afara sporirii complexității se observă prezența blocului de protecție electronică la suprasarcină. Protecția este de tipul celei care limitează amplitudinea tensiunii de atac a etajului final.

Performanțele montajului sînt următoarele:

$P = 35$ W	$U_i = 400$ mV
$Z_s = 8\ \Omega\ (4\ \Omega)$	$S/N \geqslant 75$ dB
$Z_i = 250$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}1\%$
$\Delta f = 15$ Hz — 50 kHz	TID $\leqslant 0{,}6\%$

Valoarea tensiunii $U_A/2$ din punctul M se stabilește acționînd potențiometrul semireglabil *R3*. Valoarea curentului de mers în gol $I_0 = 45$ mA se stabilește acționînd cursorul potențiometrul semireglabil *R13*. Funcționarea protecției se asigură aplicînd la intrarea montajului un semnal

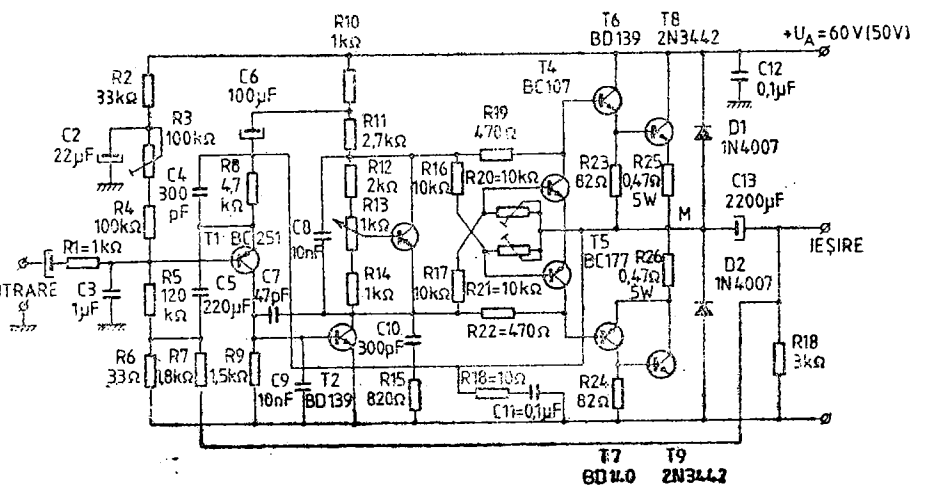


Figura 5.12 Amplificator Hi-Fi de 35 W.

de intrare cu amplitudinea $U_i = 450$ mV și acționînd potențiometrele semireglabile *R19* și *R11* pînă ce se obține o limitare de 3% simetrică a formei de undă sinusoidală a semnalului, vizualizată cu ajutorul unui osciloscop în colectoarele tranzistoarelor *T4* și *T5*.

5.2.7. Amplificator HI—FI de 60 W

Schema electrică a amplificatorului de 60 W este prezentată în fig. 5.13. Semnalul de intrare se aplică etajului de intrare prin intermediul condensatorului *C1* și a grupului *R1 R2 C2*. Acesta constituie un filtru trece-jos amplasat la intrarea montajului în scopul eliminării posibili-

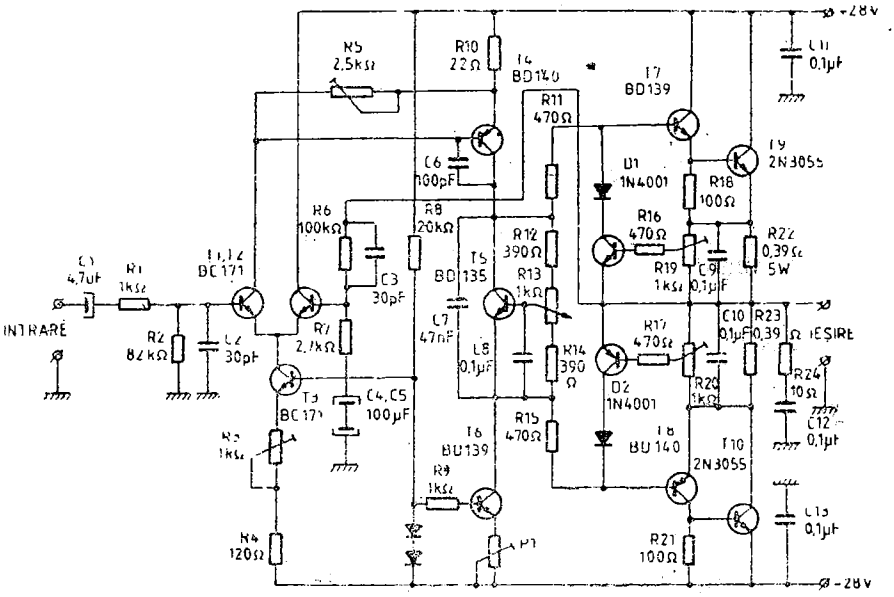


Figura 5.13 Amplificator Hi-Fi de 60 W.

tății de amplificare nedorită a semnalelor de frecvență înaltă ultrasonoră. Tranzistoarele *T1* și *T2* sînt amplasate într-o configurație de amplificator diferențial, în scopul sporirii performanțelor electrice ale etajului de intrare în ceea ce privește atît impedanța de intrare cît și liniaritatea caracteristicilor de transfer. De asemenea, în emitorii tranzistoarelor *T1* și *T2* se află sursa de curent constant realizată cu ajutorul tranzistorului *T3*.

Se observă că alimentarea montajului se face de la o sursă dublă de tensiune. Montajul folosește componente electrice obișnuite. Se remarcă protecția electronică la suprasarcină, realizată cu ajutorul tranzistoarelor *T7* și *T8*. Protecția este de tipul care limitează curentul de ieșire debitat de amplificator.

Performanțele montajului (alimentat de la o sursă dublă) :

$P = 60$ W	$U_i = 450$ mV
$Z_e = 4\ \Omega$	$S/N \geqslant 75$ dB
$Z_i = 82$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}06\%$
$\Delta f = 14$ Hz — 30 kHz	TID $\leqslant 0{,}02\ \%$

Acționînd potențiometrul semireglabil *R3* se stabilește un curent de 1 mA prin colectorul tranzistorului *T3*; din potențiometrul *P1* se sta-

bilește un curent de 12 mA în colectorul lui *T6*. Stabilirea tensiunii nule de ieșire a amplificatorului în punctul *M* se realizează acționînd cursorul potențiometrului semireglabil *R5*. Valoarea curentului de mers în gol $I_0 =$ 50 mA se stabilește acționînd cursorul potențiometrului semireglabil *R13*.

Pentru reglarea protecției se amplasează la ieșirea amplificatorului o rezistență de sarcină de valoare $R = 2\ \Omega$, se mărește amplitudinea semnalului de test sinusoidal U_i pînă cînd prin rezistența de sarcină trece un curent $I = 1{,}2\ I_N$. Amplasînd la ieșirea montajului un osciloscop se acționează pe rînd potențiometrele semireglabile *R19* și *R20* pînă cînd se obține o limitare simetrică, cu cca 5%, a sinusoidei semnalului de ieșire. După aceste reglaje amplificatorul funcționează la parametrii nominali.

5.2.8 Amplificator Hi-Fi de 75 W

Schema electrică a amplificatorului de 75 W este prezentată în fig. 5.14. Performanțele montajului sînt următoarele:

$P = 75$ W	$U_i = 1$ V
$Z_s = 8\ \Omega$	$S/N \geqslant 90$ dB
$Z_i = 25$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}01\%$
$\Delta f = 18$ Hz – 39 kHz	TID $\leqslant 0{,}03\%$
	SR(slew-rate) $= 25$ V/μs

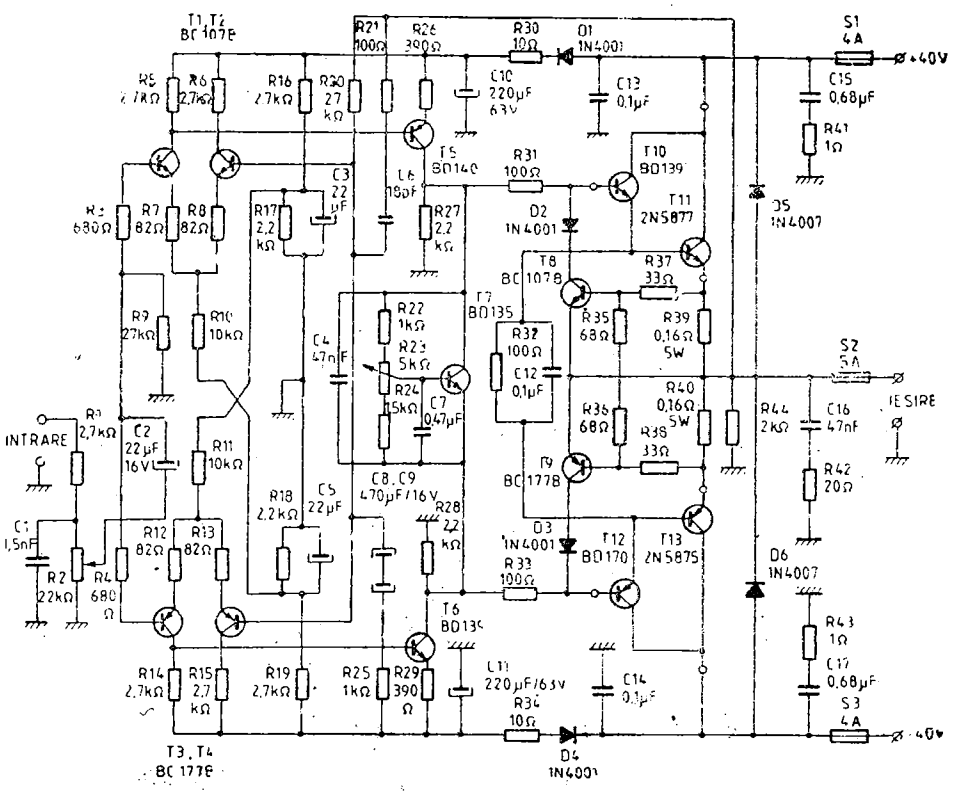


Figura 5.14 Amplificator Hi-Fi de 75 W.

Soluția adoptată pentru acest amplificator oferă performanțe electrice deosebite. Se observă folosirea unui etaj de intrare cu amplificatoare diferențiale specializate pentru amplificarea separată a fiecărei semialternanțe a semnalului de intrare.

Protecția amplificatorului este de tipul celor cu limitare în curent. Stabilirea tensiunii nule la ieșire (*M*) se face automat datorită configurației schemei electrice. Reglajul curentului de mers în gol $I_0 = 60$ mA se face acționînd potențiometrul semireglabil *R23*.

Datorită condițiilor de lucru deosebite (puterea livrată de către amplificător), s-au prevăzut protecții suplimentare atît în privința celor două surse de tensiune care alimentează montajul cît și ieșirii amplificatorului. Protecția este realizată de către siguranțele fuzibile *S1*, *S2* și *S3*, dimensionate corespunzător.

Pentru prevenirea amplificării frecvențelor ultrasonore care ar putea apărea în spectrul semnalului audio aplicat la intrarea amplificatorului, bucla de reacție negativă globală care reglementează amplificarea generală, formată din componentele *R20*, *R21*, *C6*, *C8*, *C9*, *R29* este dimensionată corespunzător. Tot în același scop la intrarea amplificatorului este amplasat filtrul trece-jos *R1 C1*. Pe partea de alimentare a etajelor de intrare și a etajului pilot s-au amplasat grupurile *D1 C10* și *D4 C11* în scopul prevenirii scăderii tensiunii de alimentare în momentul livrării de către amplificator a puterii maxime. În acest fel etajele funcționale menționate anterior lucrează la parametrii estimați inițial.

Datorită faptului că schema electrică este deosebit de complexă se recomandă realizarea ei practică într-un mod cît mai compact și uniform, respectîndu-se în principal structura de cuadripoli a etajelor funcționale. De asemenea, sursa dublă de alimentare trebuie dimensionată astfel încît să livreze puterea maximă fără ca tensiunea de alimentare să scadă mai mult de 1 V în momentul livrării puterii maxime.

5.2.9 Amplificator HI—FI hibrid

Realizarea unui amplificator de audiofrecvență de putere cu performanțe ridicate impune alegerea unui montaj care să îmbine calitățile superioare ale caracteristicilor de funcționare cu folosirea economică a energiei electrice.

În acest scop au fost elaborate circuite integrate specializate (TDA 2010, TDA 2020 etc.). Întrucît aceste circuite sînt greu de procurat de către constructorul amator, în lucrarea de față se prezintă un montaj hibrid care îmbină performanțele ridicate ale circuitelor integrate cu posibilitatea realizării practice a amplificatorului, folosind componente fabricate în România.

Performanțele amplificatorului din fig. 5.15 :
- tensiunea de alimentare : 40 V
- curentul de mers în gol : 50 mA
- curentul maxim : 2 A
- puterea maximă : 30 W
- banda de frecvență : 16 Hz — 18 kHz
- distorsiuni armonice : $\leqslant 0{,}2\%$
- distorsiuni de intermodulație $\leqslant 0{,}02\%$

— sarcina minimă : 4 Ω
— tensiunea nominală de intrare : 400 mV
— amplificarea de tensiune : 30 dB

Semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului *C1*, pe intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional βA 741. Aceasta oferă avantajele unei impedanţe de intrare ridicate şi în acelaşi timp o

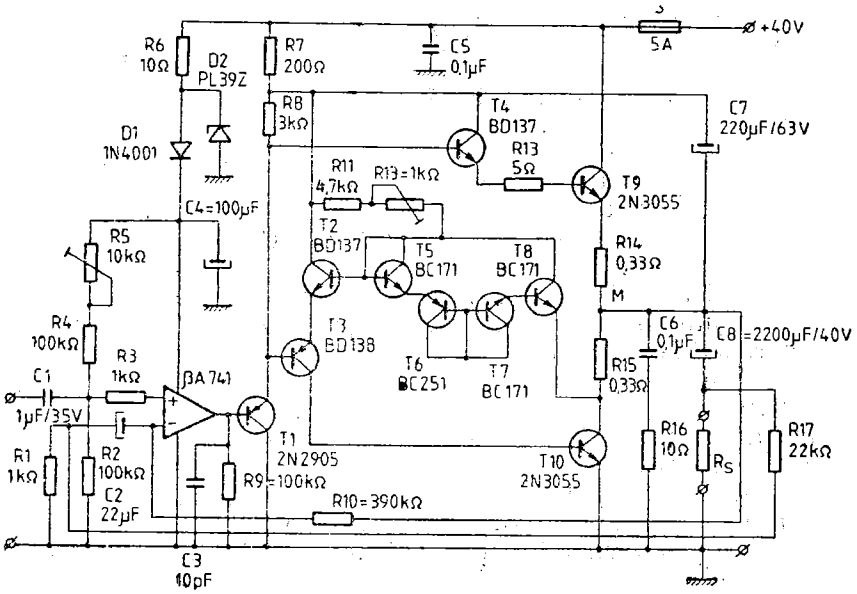


Figura 5.15 Amplificator Hi-Fi hibrid.

bună stabilitate a parametrilor de funcţionare la variaţiile temperaturii mediului ambiant. Concomitent, există posibilitatea, folosită în cazul de faţă, de aplicare a unei reacţii globale. Amplificatorul operaţional realizează amplificarea semnalului de intrare, îndeplinind şi funcţia etajului pilot, de obţinere a semnalului de comandă pentru etajul final de putere. Ieşirea amplificatorului operaţional este conectată direct în baza tranzistorului *T1*. *T1* funcţionează ca repetor pe emitor, avînd rolul de etaj tampon între amplificatorul operaţional şi etajul final de putere.

Etajul final face parte din categoria montajelor în contratimp, clasa AB, pentru obţinerea unui randament ridicat şi a unor distorsiuni cît mai mici. În vederea măririi randamentului şi a micşorării consumului de energie s-a ales o schemă de polarizare care permite saturarea celor două tranzistoare finale. Se obţine în acest fel o excursie maximă a semnalului debitat de etajul pilot, între valorile $U_A - U_{sat\ T9}$ şi $U_{sat\ T10}$. Astfel se folosesc cu randament maxim pentru etajele finale care funcţionează în clasa AB, posibilităţile sursei de alimentare. Să analizăm soluţia, aparent complicată, adoptată pentru etajul final de putere.

Circuitul de polarizare, format din tranzistoarele *T5* — *T8*, asigură funcţionarea tranzistoarelor finale *T9* şi *T10* în clasa B (de fapt clasa AB). Circuitul de polarizare permite obţinerea unui curent de repaos suficient pentru evitarea distorsiunilor de racordare ale celor două semialternanţe

care compun semnalul util (cross-over). Din schema electrică a montajului rezultă imediat că circuitul de polarizare asigură tensiunea de valoare 4 V_{BE}, necesară tranzistoarelor *T4*, *T3*, *T9* și *T10*. Astfel se justifică prezența în circuitul de polarizare a celor patru tranzistoare, primele trei fiind conectate ca diode, soluție impusă de nevoia de a compensa variațiile tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor *T3*, *T9* și *T10*, *T4* cu temperatura. Întrucît toate tensiunile bază-emitor variază practic la fel cu temperatura, rezultă că dacă am realizat egalitatea dintre suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor din lanțul de polarizare și suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor etajului final, am obținut compensarea termică necesară, compensare care se va menține pe un interval larg de variație al temperaturii. În același scop, de prevenire a unei ambalări termice excesive a tranzistorilor finali, sînt conectate rezistențele *R14* și *R15*, care deși produc o mică reducere a puterii etajului final, sînt absolut necesare pentru buna funcționare a acestuia.

Analizînd funcționarea celor doi dubleți *T4*, *T9* și *T3*, *T10* din etajul final, se observă că, pentru semialternanța negativă a semnalului util, limita inferioară a tensiunii este impusă de tensiunea de saturație a tranzistorului *T10*.

Se observă că:

$$V_{BC10} = V_{BE8} + V_{BE7} + V_{BE6} - V_{BE5} - V_{BE3} - \\ - V_{E1} + V_{BE10} \simeq 3\, V_{BE} - V_{E1}$$

Din relația de mai sus rezultă că imediat ce $V_{E1} < 3\ V_{BE}$, iar tranzistorul *T10* se saturează, deoarece V_{BC10} devine pozitiv. Pentru semialternanța pozitivă a semnalului util, în scopul posibilității saturării tranzistorului *T9*, se folosește o conexiune de tip bootstrap. Condensatorul *C9*, încărcat la potențialul $U_A/2$, îndeplinește condiția saturării tranzistorului *T9*, deoarece se observă că

$$U_{C7} = \frac{U_A}{2} > V_{BE4} + V_{BE9} + V_{R13},\ V_{R13} = R_{13}\ I_{R13} < 0{,}6\ \text{V}$$

Utilizarea unei conexiuni de tip bootstrap mai are o consecință favorabilă și anume asigură automat funcționarea, fără a intra în saturație, a tranzistorului *T2*, fapt important deoarece *T2* asigură curentul de emitor al lui *T3*. *T2* are totodată rolul de etaj tampon față de circuitul de polarizare.

Pentru buna funcționare a amplificatorului s-au luat o serie de măsuri de protecție.

Cuplajul etajului final de putere cu impedanța de sarcină (difuzoarele) se face capacitiv, cu ajutorul lui *C8*. În acest fel se realizează o separație galvanică între amplificator și sarcină, evitînd apariția unei componente de curent continuu nedorită prin difuzoare. Pentru suprimarea eventualelor oscilații ale etajului final pe o frecvență foarte înaltă, s-a prevăzut grupul *R16 C6*. În scopul protejării circuitului βA 741 în ceea ce privește depășirea accidentală a tensiunii de alimentare, s-a prevăzut dioda Zener *D2*. Grupul *D1 C4* are rolul de a menține tensiunea de alimentare a lui βA 741 constantă, chiar cînd etajul final debitează puterea maximă și U_A ar putea scădea. În acest fel se evită distorsiunile care ar putea fi cauzate de etajul pilot. Protecția generală a amplificatorului este realizată de siguranța *S1*.

După realizarea atentă a cablajului imprimat, se montează componentele și se reverifică montajul, deoarece orice greșeală poate fi catastrofică pentru amplificator. Tranzistorii *T9*, *T10* și *T2*, *T3*, *T4* trebuie să aibă același h_{21E}. Se folosesc componente verificate ca valori și de bună calitate. Tranzistoarele finale se vor monta pe radiatori corespunzător dimensionați în ceea ce privește puterea maximă disipată.

Se prevăd radiatori și pentru tranzistoarele prefinale iar grupul de tranzistoare *T5*, *T6*, *T7*, *T8* se montează separat și apoi se dispune pe radiatorul tranzistoarelor finale. Amplificatorul se alimentează de la o sursă de tensiune continuă stabilizată și bine filtrată. Operațiile de reglaj constau în reglajul curentului de mers în gol, din semireglabilul *R* și reglajul în punctul *M* al tensiunii $U_A/2$. Dacă constructorul dispune de un generator de audiofrecvență și un osciloscop, cu ajutorul unei rezistențe de sarcină R_S montate la ieșirea amplificatorului se pot vizualiza cele două semialternanțe ale semnalului de ieșire, urmărind limitarea lor simetrică la depășirea valorii maxime ale semnalului de intrare.

Se atrage atenția că reglajul curentului de mers în gol (50 mA) și al tensiunii în punctul *M* trebuie făcut cu intrarea amplificatorului conectată la masa montajului.

Montajul se poate realiza și în varianta stereo, reglajele susmenționate făcîndu-se separat pentru fiecare canal.

5.2.10 Amplificatoare cu TBA 570

Utilizarea circuitului integrat TBA 570 în aparatura de audiofrecvență permite obținerea unor montaje relativ simple și care totodată oferă bune performanțe. Deși acest circuit integrat mai are și alte funcții (legate de aplicațiile în radiofrecvență) în lipsa unui alt tip consacrat de amplificator de audiofrecvență (TBA 790, TCA 150, TBA 810 etc.) el se poate folosi foarte bine într-un montaj de această factură. Totodată, există posibilitatea utilizării în audiofrecvență a unui circuit integrat de acest tip care, din diferite cauze, nu mai corespunde ca parametri decît în privința secțiunii utilizate la construcția unui amplificator.

În fig. 5.16 este prezentată schema electrică a unui amplificator de audiofrecvență cu următoarele performanțe:

$P = 5{,}5$ W	$\Delta f = 45$ Hz — 14 kHz
$Z_s = 4\ \Omega$	$S/N \geqslant 65$ dB
$Z_i = 82$ kΩ	THD $\leqslant 0{,}4\%$
$U_i = 50$ mV	TID $\leqslant 0{,}2\%$

Semnalul audio util se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional conținut de circuitul integrat. Grupul de rezistențe *R1 R2 R3* este destinat polarizării amplificatorului operațional astfel încît punctul său de funcționare (tensiunea lui de ieșire) să se situeze în zona optimizării funcționării etajului final. Grupul *R5 C2* asigură un filtraj suplimentar tensiunii destinate polarizării amplificatorului operațional.

Grupul *R7 C4 C3 R6* reprezintă bucla de reacție negativă care definește amplificarea finală a montajului.

Tensiunea furnizată de bucla de reacție negativă se aplică intrării inversoare a amplificatorului operațional. Semnalul de ieșire furnizat de amplificatorul operațional se aplică în baza tranzistorului conținut de circuitul integrat TBA 570 (conexiune internă). Acest tranzistor îndepli-

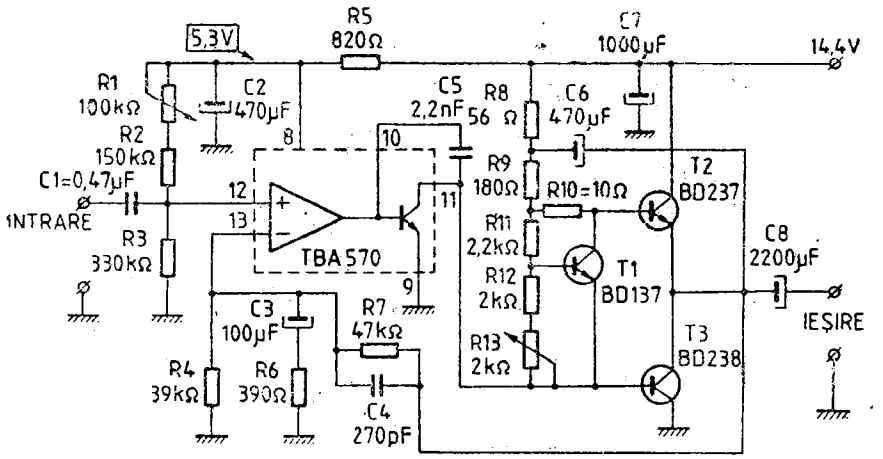


Figura 5.16 Amplificator cu TBA 570 de 5,5 W.

nește rolul etajului pilot existent în orice amplificator de audiofrecvență. Grupul *R8 C6 R9* reprezintă o conexiune de tip bootstrap, care optimizează funcționarea etajului pilot, atît în ceea ce privește excursia în tensiune a semnalului audio amplificat cît și în privința micșorării procentului de distorsiuni care ar putea apărea în urma unei amplificări mari (liniarizarea caracteristicii de transfer a etajului pilot).

Tranzistorul *T1* este amplasat în cadrul montajului ca sursă de tensiune constantă de tip superodă, dipestinată polarizării celor tranzistoarelor *T2* și *T3*. Etajul final al amplificatorului este realizat cu tranzistoarele complementare *T2* și *T3*, care realizează amplificarea în curent necesară furnizării puterii nominale impedanței de sarcină (grupului de difuzoare). Cuplajul dintre etajul final și impedanța de sarcină se realizează prin intermediul condensatorului *C1*.

Tensiunea de alimentare a montajului a fost aleasă ca valoare în scopul utilizării drept sursă de tensiune a bateriei de acumulatoare ce echipează un automobil, dar desigur că montajul se poate alimenta cu energie de la un redresor obișnuit, care să livreze tensiunea și curentul solicitat de amplificator.

În fig. 5.17 este prezentată schema electrică a unui alt amplificator de audiofrecvență ce folosește circuitul integrat TBA 570, de putere mai mare. Performanțele montajului sînt următoarele :

$P = 6{,}5$ W	$\Delta f = 35$ Hz $-$ 14 kHz
$Z_s = 4\ \Omega$	THD $\leqslant 0{,}4\%$
$Z_i = 85$ kΩ	TID $\leqslant 0{,}2\%$
$U_i = 50$ mV	$S/N \geqslant 65$ dB

Se observă că blocurile funcționale sînt asemănătoare și cu funcții identice cu cele ale amplificatorului de 5,5 W. În scopul obținerii unei amplificări suplimentare în ceea ce privește frecvențele joase (redate slab din punct de vedere acustic la o putere relativ mică), bucla de reacție nega-

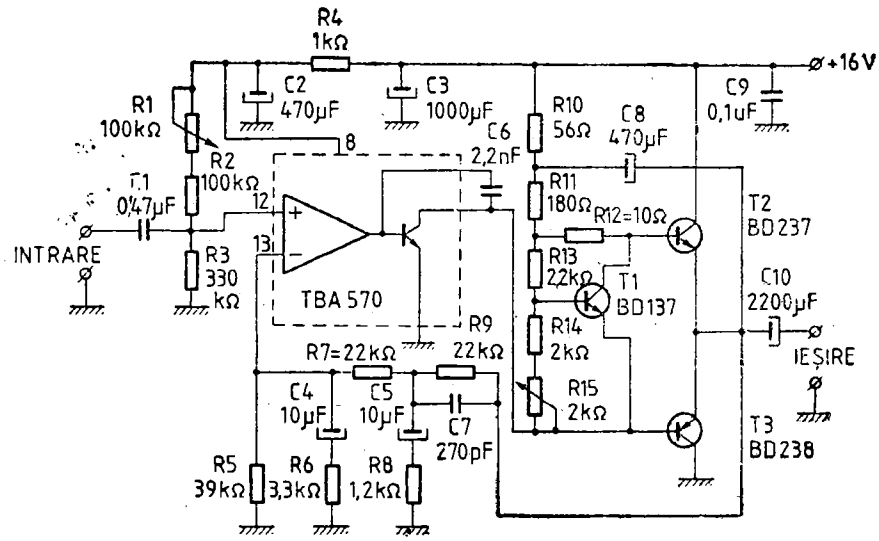


Figura 5.17 Amplificator cu TBA 570 de 6,5 W.

tivă a căpătat o structură mai complexă, utilizînd componentele *R9 C7 C5 R8 R7 C4 R6*. Pentru asigurarea funcționării în parametri în momentul livrării puterii nominale, tranzistoarele complementare *T2* și *T3* au fost alese de putere mai mare (BD 237 și BD 238).

Montajul se execută pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu cupru, în variantă mono sau stereo. La realizarea cablajului imprimat se are în vedere păstrarea tuturor cerințelor pentru un montaj de audiofrecvență. După realizarea cablajului imprimat componentele electrice se plantează cu grijă, cu cerința ca fiecare valoare indicată de schema electrică să fie păstrată cu strictețe. Tranzistoarele finale *T2 T3* și tranzistorul *T1* (destinat polarizării acestora) se amplasează pe un radiator comun din aluminiu, cu o suprafață de minim 60 cm^2. Pentru izolarea galvanică a tranzistoarelor se folosesc folii de mică cu grosimea de 0,2 mm, care oferă în același timp avantajul unei bune disipații termice alături de o izolație electrică perfectă. După realizare montajul se alimentează de la sursa de tensiune. Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil *R1* astfel ca în emitorii tranzistoarelor *T2* și *T3* să se obțină o tensiune egală cu jumătate din valoarea tensiunii de alimentare. Curentul de mers în gol se reglează acționînd cursorul potențiometrului semireglabil propriu blocului sursă de tensiune constantă (*R13* pentru amplificatorul de 5,5 W și *R15* pentru amplificatorul de 6,5 W). Valoarea curentului de mers în gol este I_0=35 mA. Reglajele menționate anterior se efectuează cu intrarea montajului pusă la masă.

5.2.11 Amplificator stereo de 7W cu circuite integrate

Folosind un circuit integrat TBA 810 AS, amplificatorul din fig. 5.18 realizează o putere de ieşire de 7 W. Din schema de montaj se observă că potenţiometrul *P1* este amplasat în scopul reglajului de amplificare,

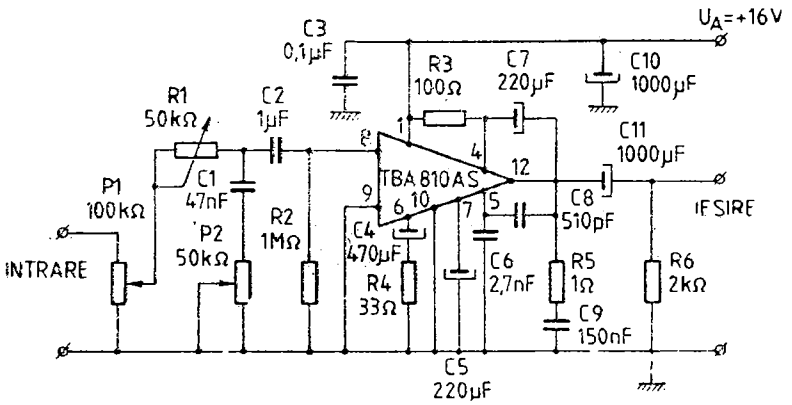


Figura 5.18 Amplificator cu TBA 810 AS de 7 W.

potenţiometrul *P2* pentru reglajul de balans iar potenţiometrul semireglabil *R1* serveşte la corecţia semnalelor audio de frecvenţă înaltă. Corecţia de frecvenţă globală este asigurată de grupurile *C4 R4*, *C6* şi *C8*. Bucla de reacţie negativă totală este formată din grupul *C4 R4*. Prin modificarea valorii rezistenţei *R4* se poate modifica valoarea finală a amplificării generale a canalului informaţional stînga sau dreapta. Pentru un filtraj eficient al tensiunii de alimentare s-au prevăzut condensatoarele *C10* şi *C3*.

Performanţele montajului :

$P = 7$ W — $S/N \geqslant 65$ dB

$Z_i = 50$ kΩ — THD $\leqslant 0{,}8\%$

$Z_e = 4\Omega$ — TID $\leqslant 0{,}05\%$

$\Delta f = 40$ Hz $-$ 18 kHz — $U_A = 16$ V

$U_i = 250$ mV

5.2.12 Amplificator în punte cu circuite integrate

În vederea măririi puterii de ieşire a unui amplificator de audiofrecvenţă construit cu circuite integrate au fost realizate aşa zisele montaje în „punte", cu două amplificatoare operaţionale. Acest lucru duce la dublarea puterii de ieşire proprii a unui amplificator realizat cu un anumit tip de circuit integrat, dimensionat pentru o anumită putere de ieşire.

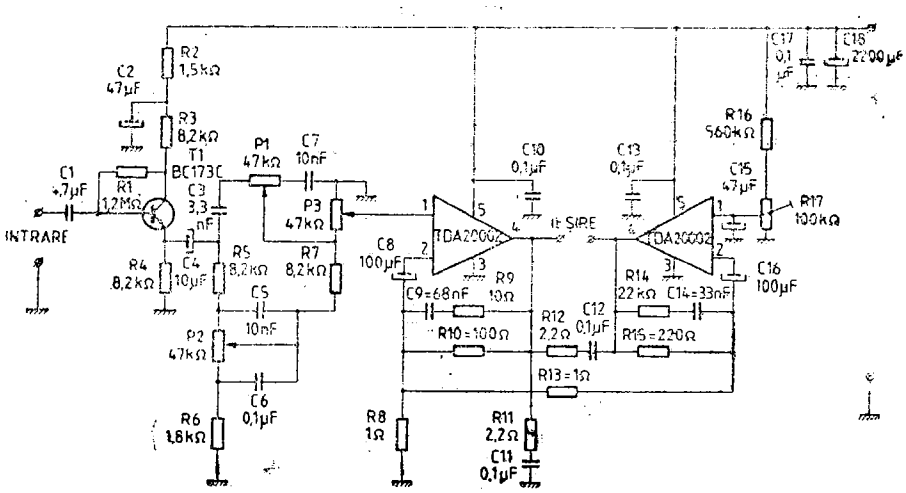


Figura 5.19 Amplificator în punte.

Schema electrică a amplificatorului este prezentată în fig. 5.19. Performanţele sînt următoarele:

$P = 4$ W($U = 6$ V) $\qquad \Delta f = 30$ Hz $-$ 18 kHz;

$P = 15$ W($U = 14$ V) $\qquad U_i = 150$ mV;

$P = 20$ W($U = 18$ V) $\qquad S/N \geqslant 65$ dB;

$Z_i = 10$ kΩ; $\qquad$ THD $\leqslant 0{,}4\%$;

$Z_s = 8$ Ω; $\qquad$ TID $\leqslant 0{,}06\%$;

corecţie de frecvenţă: $f = 100$ Hz, $A = \pm 15$ dB

$f = 12$ kHz, $A = \pm 14$ dB

Semnalul de intrare se aplică prin intermediul condensatorului *C1* etajului de intrare care conţine tranzistorul *T1*. Configuraţia etajului de intrare este astfel aleasă încît să permită realizarea unor corecţii de frecvenţă dorite semnalului audio util.

De la cursorul potenţiometrului *P3* semnalul audio corectat se aplică amplificatorului de putere care are o configuraţie tip punte. Filtrajul tensiunii de alimentare este realizat de grupul de condensatoare *C17* şi *C18*. În mod obligatoriu conexiunile ce privesc intrarea montajului se realizează folosind conductor ecranat.

5.2.13 Amplificator de 50 W cu circuit integrat

Puterea de ieşire nominală a unui circuit integrat de tip amplificator de audiofrecvenţă de putere poate fi mărită folosind o configuraţie adecvată a schemei electrice. Suplimentînd ieşirea etajului final de putere cu

un montaj de tip repetor pe emitor s-a mărit puterea de ieşire a circuitului integrat TDA 2020 de la 18 W la 50 W. Schema electrică a amplificatorului (alimentat simetric) este prezentată în fig. 5.20. Performanţe :

$P = 50$ W

$Z_s = 4\ \Omega$

$Z_i = 100$ kΩ

$\Delta f = 25$ Hz — 18 kHz

$U_i = 400$ mV

$S/N \geqslant 65$ dB

THD $\leqslant 0{,}4\%$

TID $\leqslant 0{,}06\%$

Montajul se realizează pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu cupru. Obligatoriu tranzistoarele finale se amplasează pe acelaşi radiator cu al circuitului integrat.

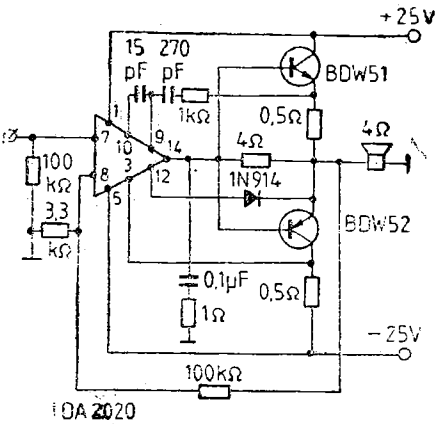


Figura 5.20 Amplificator de 50 W cu circuit integrat.

5.3 VERIFICAREA AMPLIFICATORULUI DE AUDIOFRECVENŢĂ DE PUTERE

Parametrii esenţiali care caracterizează un amplificator de audiofrecvenţă sînt puterea, impedanţa sa de ieşire şi procentul de distorsiuni armonice totale (THD). Cunoscînd aceşti parametri, se pot compara relativ uşor două amplificatoare audio realizate de firme diferite.

Totuşi, practica a arătat că, pentru caracterizarea deplină a unui amplificator de audiofrecvenţă de putere, sînt necesare o serie de detalii suplimentare, care să ofere o imagine completă asupra comportării sale. Ascultînd acelaşi program muzical sonor redat de aceleaşi incinte acustice, dar folosind, pe rînd, două amplificatoare audio diferite, se observă frecvent că unul dintre ele lucrează mai bine şi mai eficient decît celălalt deşi ambele au aceeaşi putere de ieşire şi de cele mai multe ori aceleaşi coeficient THD. Faptul se datorează modului de lucru diferit în ceea ce priveşte *regimul dinamic* de funcţionare, în special în momentul în care amplificatorul livrează puterea sa nominală.

Pentru a avea o imagine completă asupra problemei este necesar să se ţină cont de condiţiile reale de funcţionare ale unui amplificator de audiofrecvenţă în ceea ce priveşte şi forma de undă a semnalului audio util. Comportarea unui amplificator de audiofrecvenţă în regimul de lucru cu semnal de intrare sinusoidal, pentru care este definită puterea sa nominală de ieşire, nu reflectă comportarea sa reală la semnalul electric propriu unui program muzical sonor. Acesta este format dintr-un conglomerat de forme de undă nesinusoidală, care de cele mai multe ori se succed cu salturi de amplitudine total diferite de forma de undă sinusoidală. Analizînd cu ajutorul unui osciloscop forma de undă a unui semnal electric propriu unui program muzical sonor, se observă că ea prezintă de cele mai multe ori o alură foarte apropiată de forma de undă a unui semnal aleatoriu (de

exemplu, cea a zgomotului roz, fig. 5.21. Acest lucru are o importanță deosebită în momentul în care amplificatorul depășește în timpul funcționării, pentru perioade scurte de timp, puterea sa nominală. Dacă în regim sinusoidal de funcționare raportul puterilor $P_{VIRF}/P_{NOM} = 2$ în condițiile reale de funcționare $P_{VIRF}/P_{NOM} = 25 - 50$.

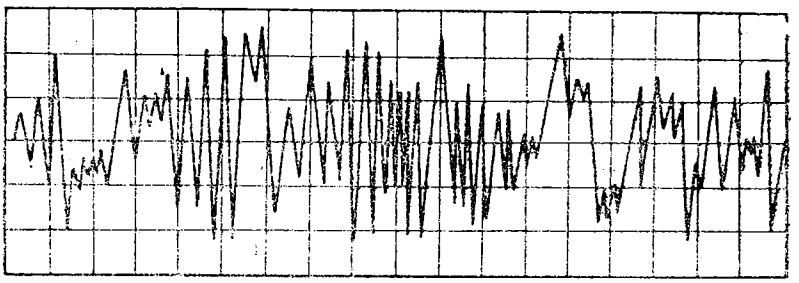


Figura 5.21 Forma de undă a zgomotului roz.

De aici se vede că, în regimul tranzitoriu de funcționare, amplificatorul depășește cu mult posibilitățile sale de lucru teoretic. Această suprasolicitare se răsfrînge totdeauna în mod direct asupra etajului de alimentare, influențînd în mod negativ furnizarea energiei electrice celorlalte blocuri funcționale proprii amplificatorului (scade tensiunea de alimentare). În funcție de configurația schemei electrice după care este realizat, amplificatorul este mai mult sau mai puțin sensibil la aceste variații ale puterii electrice primite, care are din construcție o valoare limitată. Urmare celor expuse anterior, apare evident faptul că pentru verificarea performanțelor unui amplificator de audiofrecvență de putere, încadrabil în categoria Hi-Fi, este necesară simularea unui regim de lucru apropiat de condițiile reale de funcționare. Pentru testări se alege o astfel de formă de undă a semnalului de intrare, încît să fie permisă, pentru o perioadă scurtă de timp, supraîncărcarea amplificatorului.

Forma de undă a semnalului de intrare pentru testarea dinamică este prezentată în fig. 5.22. Se observă că este vorba de un semnal electric cu formă de undă sinusoidală, modulat în amplitudine după un algoritm astfel ales încît pentru o perioadă scurtă de timp amplificatorul e supraîncărcat iar ulterior semnalul de intrare se micșorează, în scopul prevenirii ambalării termice a etajului final. În același timp este posibilă și disiparea excesului de căldură acumulat în momentul debitării unei puteri mai mari decît puterea nominală. Cu un astfel de generator al semnalului de intrare (*tone-burst generator*) cu durata trenurilor de undă reglabilă, se pot testa și ulterior amplificatoarele de putere.

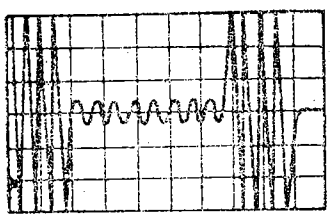


Figura 5.22 Forma de undă a semnalului pentru testarea dinamică.

Folosirea trenurilor de undă permite scurte supraîncărcări ale amplificatorului supus măsurătorilor, fără riscul deteriorării etajului final sau a blocului de alimentare. Acest tip de verificări sînt singurele care pot departaja în mod net diferite tipuri de amplificatoare de audiofrecvență, identice ca performanțe din punct de vedere al funcționării în regim sinu-

soidal de lucru. Parametrul principal urmărit este capacitatea de recuperare a amplificatorului. Ea reprezintă posibilitatea unui amplificator de a reveni și reda corect semnalele de nivel mic precedate de semnale de nivel mare. La amplificatoarele de audiofrecvență cu capacitate de recuperare scăzută, semnalele puternice exercită o acțiune de mascare (gîtuire)

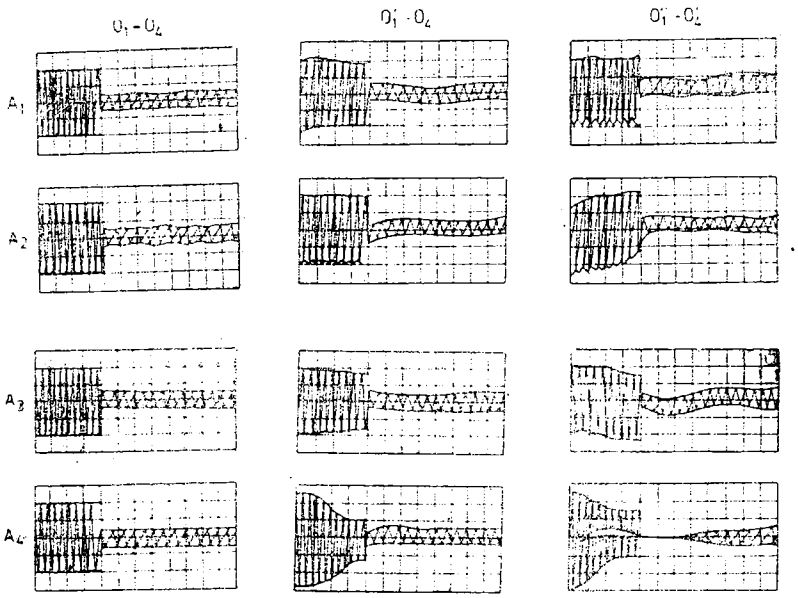


Figura 5.23 Formele de undă la testarea dinamică a patru amplificatoare diferite.

a semnalelor slabe. Acest fenomen se poate vizualiza cu ajutorul osei,-loscopului, și analiza pe o perioadă mai mare de timp cu ajutorul unui osciloscop cu memorie. Fenomenul de mascare a semnalelor electrice slabe se manifestă practic printr-o redare neclară, înfundată, nediferențiată a unui program muzical sonor.

Pentru exemplificare, în fig. 5.23 se prezintă diagramele funcționale pentru patru amplificatoare de audiofrecvență cu aceeași putere dar care au capacitatea de recuperare diferită. Verificarea a fost făcută cu un semnal de test furnizat de un generator de semnale sinusoidale modulate în amplitudine. Acest regim de lucru al amplificatorului de audiofrecvență se numește regim sinusoidal dinamic. Verificarea se face la frecvența de 1000 Hz, la nivele ce depășesc cu 0,5 dB, 2 dB și 5 dB nivelul normal la care începe limitarea semnalului sinusoidal. La toate determinările s-a lăsat un interval de 5 s între două trenuri de undă succesive, cu scopul de a da timp etajelor de ieșire și alimentare să disipe căldura excesivă.

Oscilogramele $O_1 - O_4$ corespund unei creșteri de nivel de 0,5 dB față de regimul normal de funcționare la care începe limitarea sinusoidei oscilogramele $O_1' - O_4'$ unei creșteri de 2 dB iar oscilogramele $O_1'' - O_4''$ une creșteri de 5 dB față de nivelul de referință.

Se observă că amplificatorul A_1 are capacitatea de recuperare foarte rapidă, distorsiunile care apar la semnalul de nivel mic fiind minime. Amplificatorul A_4 are capacitatea de recuperare cea mai scăzută, deoarece pre-

zintă la suprasarcină o „strangulare" a caracteristicii de funcționare (de cca 100 — 200 ms), ce tinde să taie complet semnalul de nivel mic. Se observă imediat că regimul sinusoidal dinamic scoate clar în evidență diferența dintre cele patru amplificatoare, care în regim sinusoidal normal prezintă performanțe identice. În timp ce amplificatorul A_1 redă în mod clar, curat și cu o dinamică foarte bună un program muzical sonor, amplificatorul A_4 redă același program muzical sonor în mod neclar, înfundat, cu limitări ale semnalului audio de nivel mic ce urmează semnalul de nivel mare, distorsiunile fiind cu ușurință perceptibile.

Importanța verificărilor în regimul de lucru sinusoidal dinamic este și mai evidentă dacă se variază frecvența semnalului modulat în amplitudine. În fig. 5.24 se prezintă diagramele obținute în urma verificării amplificatoarelor A_1 și A_4, folosind pentru semnalul sinusoidal frecvențele de 10 kHz, 1 kHz și 100 Hz, cu o creștere de nivel de 2 dB peste nivelul de lucru la care apare limitarea sinusoidei. În timp ce amplificatorul A_1 se comportă perfect, amplificatorul A_4 prezintă o descreștere a semnalului la sfîrșitul trenului de undă cu frecvența de 1 kHz (diagrama O_4') și o puternică strangulare pe mai mult de 50% din durata trenului de undă cu frecvența de 100 Hz (diagrama O_4''). Acest fapt se traduce fiziologic pentru ascultătorul programului muzical printr-o redare necorespunzătoare.

Din cele expuse anterior rezultă importanța deosebită a verificării unui amplificator de audiofrecvență în regimul de funcționare sinusoidal dinamic. Această metodă reprezintă un sistem sigur de verificare pe care constructorul amator trebuie să-l folosească obligatoriu înainte de încadrarea unui amplificator de audiofrecvență de putere în categoria Hi—Fi.

O altă măsurătoare absolut necesară pentru determinarea performanțelor unui amplificator de audiofrecvență este măsurarea timpului de creștere al impulsului.

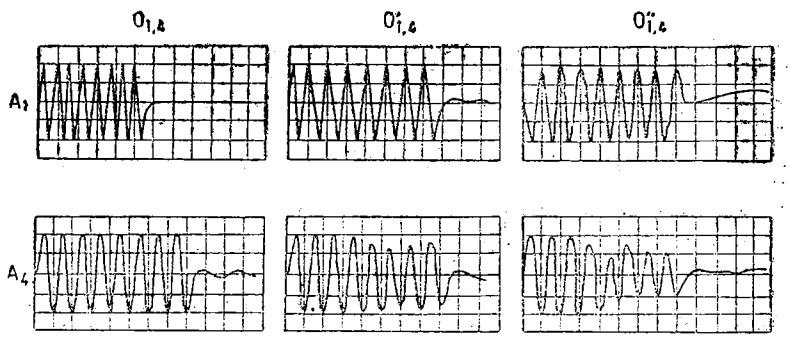


Figura 5.24 Testarea dinamică la frecvențe diferite.

Se consideră timp de creștere t intervalul de timp în care amplitudinea unui impuls de tensiune crește de la 10% la 90% (vezi fig. 5.25). Pentru ușurința măsurătorii se introduce sincronizat la aceeași intrare a osciloscopului un șir de semnale de marcaj (markeri) cu frecvența de 1 MHz, deci cu distanța între ele de o microsecundă. Un amplificator foarte bun are un timp de creștere a frontului impulsului mai mic de 3 μs, un amplificator bun un timp de 3 — 6 μs iar la un amplificator de slabă calitate $t > 12$ μs.

Timpul de creştere se măsoară pentru un semnal de intrare cu frecvenţa de 10 kHz. Această măsurătoare ne dă o informaţie foarte exactă asupra modului în care sînt amplificate semnalele electrice rapide şi cu amplitudine mare.

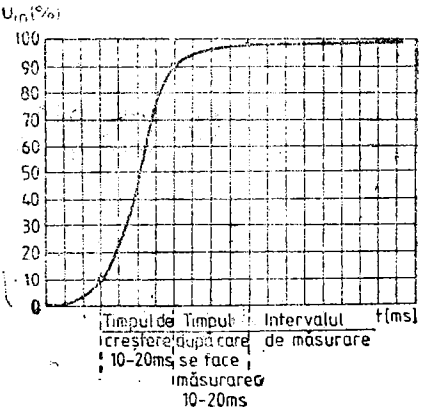


Figura 5:25 Măsurarea timpului de creştere a impulsului.

Verificarea în regim sinusoidal dinamic şi măsurarea timpului de creştere al impulsului ne oferă o imagine completă asupra unui amplificator de audiofrecvenţă de putere, indiferent de configuraţia schemei electrice după care a fost realizat.

6 MONTAJE AUXILIARE

6.1 INDICATOR AL PREZENȚEI TENSIUNII DE REȚEA

La toate aparatele electroacustice care folosesc tensiunea rețelei este necesar ca o dată cu alimentarea cu energie electrică să se aprindă și o lampă de control care semnalizează acest lucru. În general se folosesc becuri cu incandescență, cu un consum mic de curent, alimentate la o tensiune redusă prin intermediul unui transformator de cuplaj. Nu se pot cupla direct la rețea becurile cu incandescență deoarece puterea disipată implică o încălzire nedorită în incinta unui aparat electroacustic. Unele firme folosesc lămpi cu descărcări în gaze (cunoscute impropriu sub numele de becuri cu neon) care au o putere mică și nu se încălzesc. Neajunsul acestui sistem îl constituie durata de viață relativ redusă. Pentru realizarea unei semnalizări comode și eficiente a prezenței tensiunii de rețea se propune utilizarea schemei electrice din fig. 6.1. Se observă folosirea unei diode electroluminescente (LED), care consumă un curent redus și nu se încălzește, deoarece puterea disipată este foarte mică.

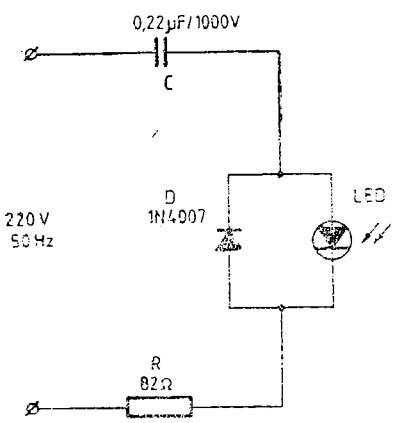


Figura 6.1 Indicator a prezenței tensiunii de rețea.

Condensatorul *C* realizează o impedanță reactivă, care limitează curentul prin LED și care nu se încălzește (consum de putere reactivă). Dioda *D* are rolul de a împiedica aplicarea unei tensiuni inverse pe LED mai mare de 0,6 V (în cazul polarizării inverse cu semialternanța negativă a tensiunii de rețea, LED-ul se distruge). Rezistența *R* limitează curentul prin LED în timpul regimului tranzitorii care apare la conectarea sistemului la rețea.

Montajul realizat practic ocupă loc foarte puțin, nu disipă căldură și se poate adapta comod la orice aparat alimentat la rețea.

6.2 INDICATOR DE AVARIE

Un montaj deosebit de util la un amplificator de audiofrecvenţă de putere este indicatorul de avarie. Această situaţie se poate pune în evidenţă atunci cînd s-au montat la ieşirea amplificatorului de putere incinte acustice cu impedanţa de sarcină mai mică decît cea destinată lui, sau cînd a apărut din diverse motive un scurtcircuit în etajul final de putere. Indicatorul de avarie va semnala în ambele cazuri defecţiunea şi astfel amplificatorul se va putea depana rapid şi eficient.

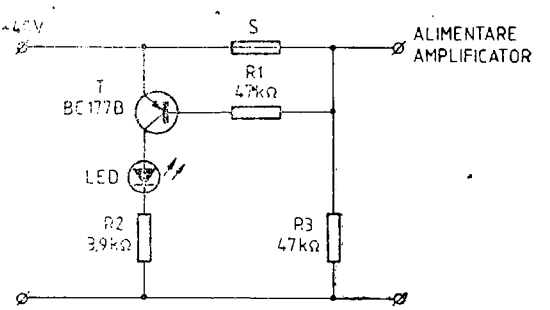


Figura 6.2 Indicator de avarie.

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 6.2. Funcţionarea lui se bazează pe intrarea sau nu în conducţie a tranzistorului *T*. În momentul în care amplificatorul funcţionează normal, baza tranzistorului se află la acelaşi potenţial cu emitorul, deci *T* este blocat. Ca urmare, prin LED-ul aflat în colectorul tranzistorului nu trece curent, deci LED-ul nu luminează. În momentul apariţiei regimului de avarie, siguranţa fuzibilă *S* se arde, iar baza lui *T* primeşte potenţialul masei montajului, prin grupul de rezistoare *R1* şi *R3*. În acest moment *T* intră în conducţie, prin LED va circula un curent, deci LED-ul luminează. Rezistorul *R2* are rolul de limitare a curentului prin LED.

Montajul se realizează, ţinînd cont de siguranţa fuzibilă care se află pe partea de alimentare a amplificatorului de putere, pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo. Dacă amplificatorul de putere este de tipul celor care utilizează două tensiuni de alimentare simetrice, se realizează acelaşi montaj şi pentru ramura cu tensiune negativă, iar tranzistorul va fi de tipul NPN (BC 107 B). Masa este comună ambelor montaje. LED-urile se amplasează pe panoul frontal al amplificatorului. După introducerea şi fixarea montajului în amplificator, se verifică funcţionarea acestuia. Se porneşte amplificatorul, se aplică la intrarea sa un semnal audio şi se scot, pe rînd, siguranţele fuzibile în timpul funcţionării (cu atenţie, eventual cu un cleşte izolat, pentru prevenirea electrocutării sau scurtcircuitelor). În momentul detaşării fiecărei siguranţe fuzibile, LED-urile corespunzătoare trebuie să lumineze.

6.3 CLIPPING

Este cunoscut faptul că un amplificator de audiofrecvenţă funcţionează la parametrii săi funcţionali atîta timp cît nu se depăşeşte puterea sa maximă. În momentul depăşirii apare limitarea semnalului (clipping), care deranjează auditia şi duce la o exploatare necorespunzătoare a amplificatorului, deoarece apar distorsiuni neliniare. Nu de puţine ori se produce şi deteriorarea etajului final al amplificatorului de audiofrecvenţă.

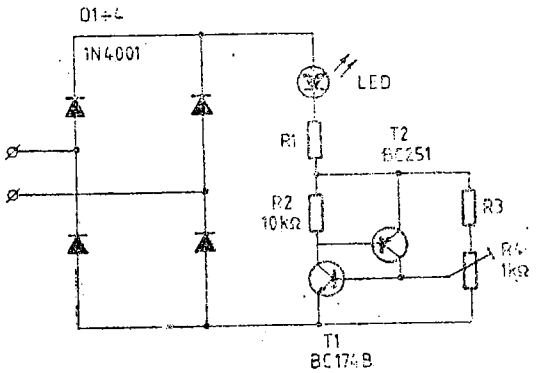
Datorită acestor considerente este necesar ca:

— amplificatorul să prezinte o rezervă de putere față de regimul de lucru obișnuit, pentru evitarea distorsiunilor chiar și la suprasarcini de scurtă durată;

— să existe un sistem care să evidențieze regimul de suprasarcină, pentru luarea măsurilor necesare astfel încît amplificatorul să funcționeze la parametrii săi funcționali (micșorarea volumului).

Se impune astfel dotarea amplificatorului cu un sesizor de suprasarcină, care mai poartă denumirea comercială de „clipping".

În fig. 6.3 este prezentată schema electrică a unui indicator de suprasarcină. Semnalul destinat incintelor acustice se aplică simultan la bornele de intrare ale montajului. Grupul de diode *D1 — D4* realizează redresarea semnalului, obținîndu-se o tensiune continuă pulsatorie. Tranzistoarele *T1* și *T2* sînt amplasate în configurație de tiristor. Astfel, atunci cînd între baza și emitorul tranzistorului *T2* apare o tensiune mai mare de 0,6 V, acesta se deschide, permite intrarea în conducție a lui *T1* și concomitent apare un curent prin LED-ul din colectorul acestuia. În acest moment LED-ul va lumina, indicînd regimul de suprasarcină. Pentru fiecare putere maximă a amplificatorului audio, în gama 5 — 100 W (impedanța de sarcină fiind de 4 Ω sau 8 Ω) în tabel sînt precizate valorile rezistoarelor *R1* și *R3*. Reglajul fin se efectuează cu ajutorul potențiometrului semireglabil *R4*.



P [W]	Z_S			
	4Ω		8Ω	
	R1[Ω]	R3[kΩ]	R1[Ω]	R3[kΩ]
5	68	5,6	82	8,2
10	82	8,2	120	10
15	100	10	150	15
20	120	12	180	18
25	150	15	220	22
35	180	18	240	24
50	220	22	270	27
75	240	24	330	33
100	270	27	390	39

Figura 6.3 Clipping.

6.4 REGLAJ DE VOLUM COMPENSAT

La majoritatea aparatelor electroacustice de larg consum, pentru reglajul intensității nivelului acustic al unui program sonor muzical se folosește un potențiometru (simplu sau dublu, dacă aparatul este stereo) logaritmic. Acest lucru prezintă însă un inconvenient practic, și anume atunci cînd nivelul acustic reglat este minim se observă o atenuare pronunțată în privința redării frecvențelor joase. Faptul rezultă datorită caracteristicii fiziologice a aparatului auditiv uman. Un sunet de frecvență

joasă (60 — 400 Hz) și nivel mic este perceput mult mai slab decît un sunet cu același nivel acustic avînd însă frecvență medie înaltă (800—5000 Hz). Au fost imaginate montaje electronice care să compenseze „nelinearitatea" organului auditiv uman, deci să ridice în mod automat nivelul sune-

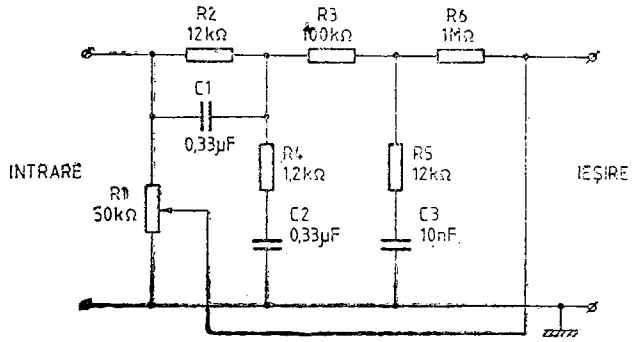


Figura 6.4 Reglaj de volum compensat.

telor de frecvență joasă care au nivelul acustic coborît. În acest mod se creează o audiție plăcută, realizîndu-se captarea completă a informației sonore transmise de un aparat electroacustic.

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 6.4. Se observă că este vorba de o succesiune de filtre gama de tip trece-jos, conectate în cascadă (*R2 C1 R4 C2* și *R3 R5 C3*). În momentul în care cursorul potențiometrul *R1*, destinat reglajului de volum, se află la un nivel superior, semnalul util puternic trece nemodificat spre amplificatorul audio. Atunci cînd se dorește un nivel mic al volumului (cursorul potențiometrului acționat spre masa montajului) semnalul principal se însumează cu semnalul corectat de cele două filtre în cascadă. Rezultatul este un semnal audio util cu un spectru bogat în privința frecvențelor audio joase, lucru care s-a urmărit inițial.

Deoarece montajul este foarte simplu, el se poate utiliza cu ușurință la orice aparat electroacustic.

6.5 BALANS STEREO

În componența oricărui amplificator de audiofrecvență este prezent etajul care realizează egalizarea amplificării pe cele două canale informaționale S și D. Acest etaj poartă denumirea de etaj balans. El funcționează practic prin modificarea simultană antagonistă a amplificării celor două canale informaționale.

Reglajul practic al amplificării se face prin acționarea unui potențiometru liniar dublu. Acest lucru prezintă două inconveniente. În primul rînd este necesar un reglaj inițial precis — egalizarea amplificării celor două canale informaționale S și D pentru același nivel al semnalului de intrare. Al doilea inconvenient îl prezintă potențiometrul liniar dublu, componentă scumpă și pretențioasă care se poate defecta ușor după un număr de ore de funcționare. Datorită realizării lui constructive compacte, în

cazul apariţiei unei defecţiuni doar la unul dintre potenţiometre, el trebuie înlocuit complet.

Pentru eliminarea inconvenientelor specificate anterior a fost realizată o schemă electrică ce conţine doar un singur potenţiometru liniar

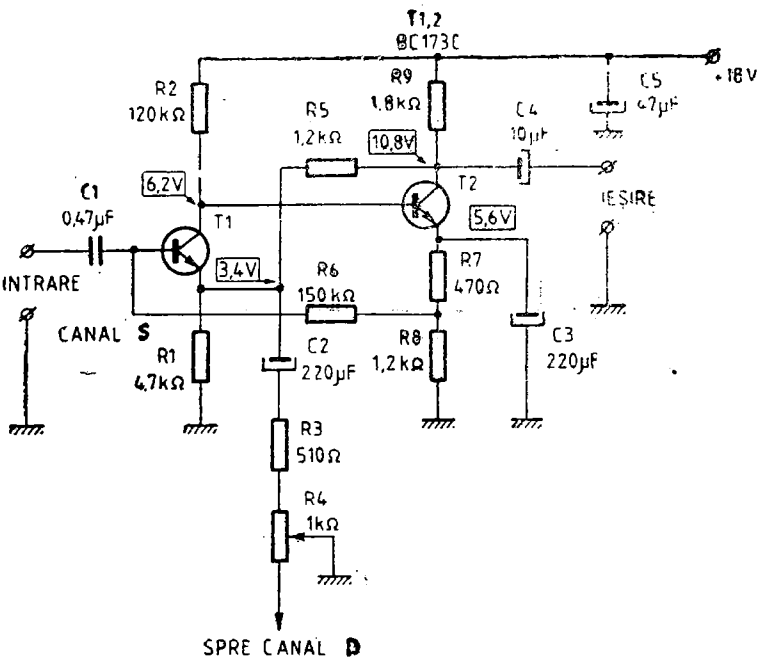


Figura 6.5 Balans stereo.

care să permită efectuarea reglajului balans. Schema electrică este prezentată în fig. 6.5. Performanţele montajului :

— impedanţa de intrare 120 kΩ
— impedanţa de ieşire 85 Ω
— tensiunea de intrare maximă : 1,5 V
— amplificarea montajului 22 dB
— reglajul amplificării ± 6 dB
— raportul semnal-zgomot ⩾ 65 dB
— distorsiuni armonice totale ⩽ 0,3%
— distorsiuni de intermodulaţie ⩽ 0,2%.

Montajul este compus din două etaje de amplificare conectate în cascadă. Polarizarea celor două tranzistoare proprii etajelor de amplificare a fost astfel aleasă încît să asigure funcţionarea montajului într-o gamă largă de temperaturi. Grupul *R3 R4 R3'* formează o buclă de reacţie negativă care modifică simultan amplificarea celor două montaje similare proprii celor două canale informaţionale S şi D, în funcţie de poziţia cursorului potenţiometrului *R4*. În figură e reprezentată schema pentru canalul S; canalul D e identic. Montajul se intercalează între corectorul de ton şi amplificatorul de putere.

6.6 CONTROLUL BALANSULUI STEREO

Una dintre condiţiile esenţiale pentru o audiţie stereo a unui program muzical sonor este repartiţia egală şi uniformă a semnalelor de audiofrecvenţă la cele două incinte acustice. Acest lucru implică dozajul corect al balansului stereo. În majoritatea cazurilor, reglajul se realizează în cadrul amplificatorului de audiofrecvenţă, în blocul funcţional destinat corecţiilor de ton, care cuprinde şi etajul de reglaj al balansului. Controlul balansului se face ascultînd semnalele audio provenite de la cele două incinte acustice şi, în funcţie de acest lucru, efectuînd corecţia necesară.

În realitate reglajul este de cele mai multe ori subiectiv, deoarece sensibilitatea urechii umane nu este liniară pentru întreaga gamă a puterilor acustice sesizate, ci oarecum logaritmică. Astfel, este mult mai uşor de făcut o diferenţă între puterile acustice mici decît între cele mari. Ascultătorul va face imediat diferenţa între acelaşi semnal audio de 2 W faţă de cel de 3 W, dar nu va diferenţia cu aceeaşi uşurinţă un semnal de 20 W faţă de cel de 30 W, deşi raportul puterilor este acelaşi. Alte considerente de care trebuie ţinut cont sînt neliniarităţile potenţiometrilor de reglaj al volumului, dispersia caracteristicilor electromecanice ale potenţiometrilor dubli (simetria), dispersia valorilor componentelor etc.

Toate aceste diferenţe se cumulează şi rezultatul este în mod sigur inegalitatea puterilor electrice transmise celor două incinte acustice. Pentru o audiţie Hi-Fi un control permanent şi exact al balansului se impune ca o strictă necesitate, iar un control electronic este de preferat unei simple aprecieri auditive.

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 6.6. Cele două semnale audio *S* şi *D* se preiau de la ieşirile amplificatorului de putere (de la bornele mufelor la care se racordează incintele acustice) prin intermediul grupurilor *R1 C1* şi *R2 C2*. Ulterior, cele două semnale sînt redresate de diodele *D1* şi *D2*, iar la bornele rezistenţelor *R4* şi *R5* se obţin două ten-

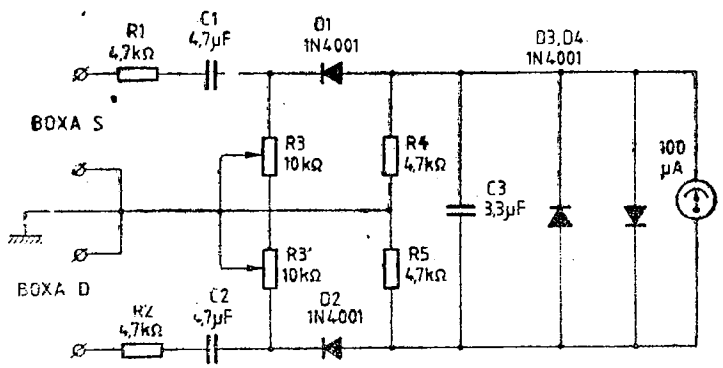


Figura 6.6 Controlul balansului stereo.

siuni continue pulsatorii, „uniformizate" de condensatorul *C3*. Aceste tensiuni se aplică în mod diferenţial microampermetrului.

În cazul egalităţii celor două tensiuni, microampermetrul cu zero central stă pe poziţia zero. Acest lucru corespunde unui reglaj corect al balansului. În cazul în care *S* şi *D* nu sînt egale, apare o inegalitate a ten-

siunilor continue, care implică un curent prin microampermetru. Faptul se concretizează printr-o deviație a acului indicator de la poziția zero. Astfel inegalitatea semnalelor S și D este convertită într-un semnal vizual ușor de sesizat. Funcție de acest lucru se acționează regajul de balans pentru restabilirea egalității puterilor electroacustice proprii canalelor S și D. Potențiometrul dublu (*R3* și *R3'*) este destinat reglajului sensibilității microampermetrului, iar diodele *D3* și *D4* protecției microampermetrului la o eventuală suprasarcină tranzitorie.

6.7 LIMITATOR PENTRU PREAMPLIFICATOR DE MICROFON

În vederea obținerii de la un preamplificator de microfon a unui semnal electric cu o dinamică potrivită efectuării unor înregistrări de calitate, se folosesc întotdeauna limitatoare de amplitudine. Montajul prezentat în fig. 6.7 are avantajul de a fi foarte simplu, eficace și totodată permite obținerea unui semnal electric nedistorsionat și foarte stabil la ieșire. O variație între 250 mV și un volt a tensiunii furnizate de preamplificatorul microfonului este sesizată la ieșirea limitatorului prin variația semnalului electric de ieșire cu un procentaj de cca 6%.

Analizînd schema electrică a montajului, se observă că este vorba de un amplificator de tensiune care conține tranzistorul *T1*. La depășirea tensiunii de 0,6 V la bornele celor 2 diode montate în opoziție, una din ele intră în starea de conducție. În acest fel grupul *R3 R4 C2* acționează ca o buclă de reacție negativă care limitează amplitudinea semnalului de ieșire. În urma efectuării unor încercări se stabilește experimetal valoarea optimă pentru rezistența semireglabilă *R4* (cca 300 — 450 Ω). Amplificarea montajului este cca 14 dB.

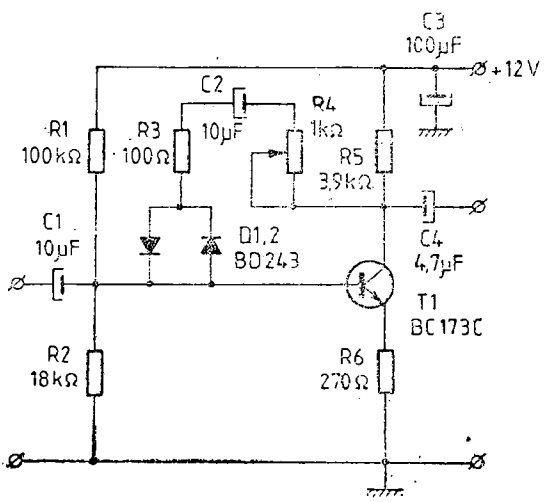


Figura 6.7 Limitator pentru preamplificator de microfon.

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu cupru, în varianta mono sau stereo. După realizare montajul se ecranează și se amplasează, în lanțul electroacustic, după preamplificatorul microfonului.

6.8 ADAPTOR PENTRU CABLU LUNG

De multe ori este necesar să fie efectuată legătura electrică între o sursă de semnale de audiofrecvență și amplificatorul audio de putere, atunci cînd între cele 2 aparate există practic o distanță mare (5—10 m). Dacă se folosește un cablu obișnuit, rezultatul va fi în mod sigur distorsionarea semnalului electric ce urmează a fi amplificat. Datorită acestui

considerent este necesară folosirea unui montaj intermediar care să elimine inconvenientul micşorînd impedanţa de ieşire a sursei de semnal. Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 6.8. Se observă că este vorba de două etaje funcţionale, care conţin tranzistoarele *T1* şi *T2*. Fiecare tranzistor este amplasat în cadrul montajului într-o configuraţie

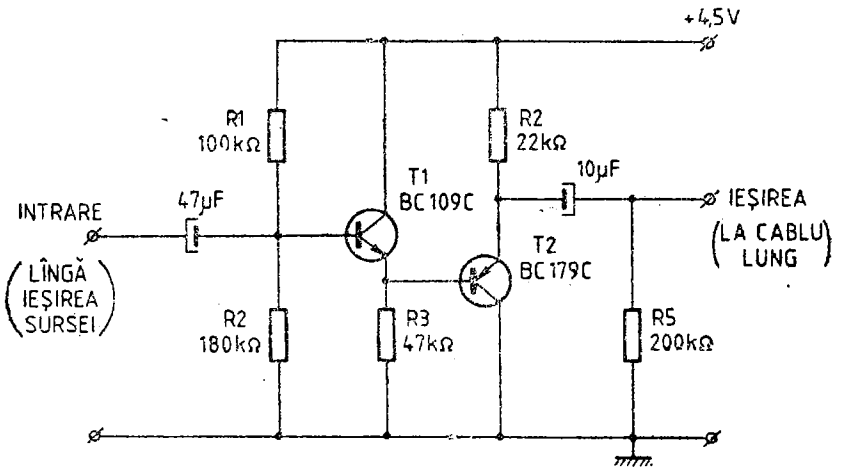


Figura 6.8 Adaptor pentru cablu lung.

de repetor pe emitor. Cuplajul dintre cele 2 etaje se realizează galvanic, în scopul funcţionării generale a montajului cu distorsiuni minime.

Montajul se realizează pe o plăcuţă de sticlostratitex placat cu cupru, în varianta mono sau stereo (după tipul amplificatorului utilizat). La realizarea practică se iau toate precauţiunile pentru acest tip de montaj (lipsa buclei de masă, traseu de masă lat de minim 3 mm, trasee scurte etc.) iar componentele electrice utilizate vor fi de cea mai bună calitate. După realizarea montajului, acesta se ecranează într-o cutie din tablă cu pereţii de grosimea minimă 1 mm. Montajul se amplasează în imediata apropiere a sursei de semnal (legăturile galvanice pentru semnalul util vor avea o lungime care nu depăşeşte 20 cm). Alimentarea montajului se realizează de la o sursă de tensiune stabilizată şi foarte bine filtrată.

6.9 MIXER DINAMIC

Pentru obţinerea unui program sonor mai deosebit, de multe ori se pune problema mixării automate a două surse de semnal de audiofrecvenţă. În general, una dintre ele reprezintă programul de bază iar a doua programul suplimentar, adăugat în mod intermitent.

Situaţia cea mai frecventă este mixarea unui semnal electric obţinut de la un magnetofon cu alt semnal electric provenit de la un microfon. Montajul electronic a cărui schemă electrică este prezentată în fig. 6.9 rezolvă această problemă. Semnalul electric provenit de la magnetofon se aplică la intrare, în baza tranzistorului *T1*, prin intermediul condensatorului *C4*. Etajul care conţine tranzistorul *T1* este de tip repetor

pe emitor. El este prevăzut în scopul unei adaptări optime între impedanța de ieșire a sursei de semnal (magnetofon) și impedanța de intrare a montajului. Ulterior, semnalul electric este preluat din emitorul lui *T1* prin intermediul rezistenței *R4* și aplicat la intrarea neinversoare a cir-

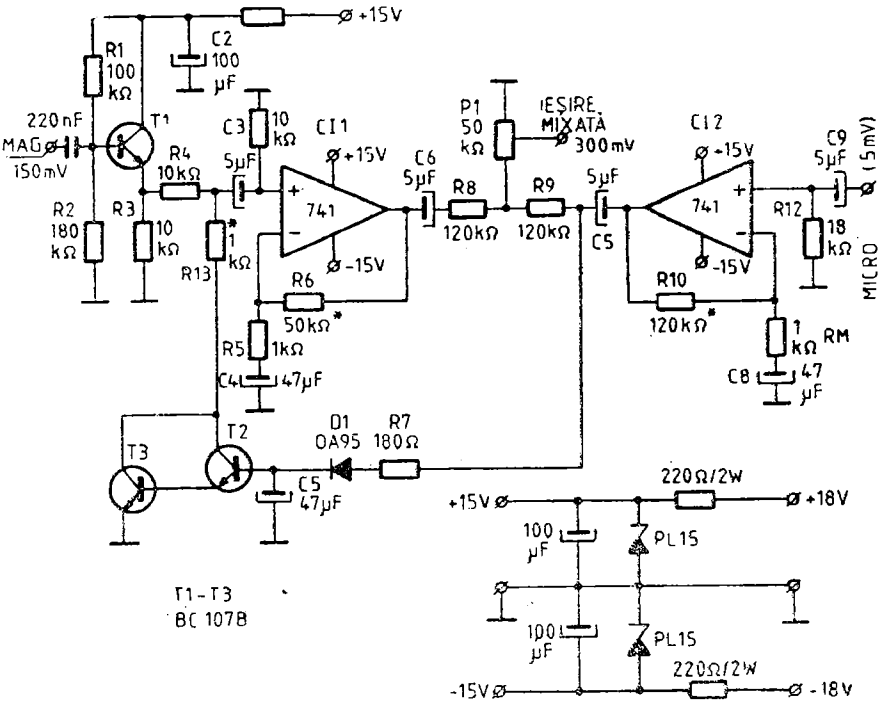


Figura 6.9 Mixer dinamic.

cuitului integrat *CI1*. Acest amplificator operațional este prevăzut pentru amplificarea în tensiune a semnalului util. Amplificarea este reglementată de raportul *R6/R5*.

Semnalul electric care provine de la microfon se aplică la intrarea neinversoare a circuitului integrat *CI2*, de asemenea un amplificator operațional. Semnalul este concomitent amplificat de *CI2* și aplicat etajului care conține grupul de tranzistoare *T2*, *T4*. Acest etaj reprezintă un comutator electronic. El este activat de tensiunea continuă pozitivă care se obține prin redresarea unei părți a semnalului electric provenit de la *CI2*. În pauze (cînd microfonul nu lucrează), tranzistorul *T3* se află în starea de blocare deci prezintă practic o rezistență echivalentă foarte mare. În momentul apariției semnalului de la microfon (cînd microfonul lucrează) tensiunea pozitivă generată de redresorul format din grupul *D1 C5*, aplicată în baza tranzistorului *T2*, implică starea de conducție a dubletului *T2 T3*. În acest caz *T3* prezintă o rezistență echivalentă mică colector-emitor și în acest caz *R13* este conectată practic la masa montajului.

Semnalul de la magnetofon și semnalul de la microfon se însumează la borna caldă a potențiometrului *P1* prin intermediul rezistențelor *R8* și *R9*. Semnalul de ieșire mixat se preia din cursorul potențiometrului *P1*, la nivelul solicitat de aparatul electroacustic (magnetofon, casetofon etc).

care urmează să efectueze înregistrarea programului sonor obținut din mixarea celor două surse de semnal inițiale.

Deci, în lipsa semnalului provenit de la microfon, semnalul generat de magnetofon trece nemodificat de la intrarea respectivă la ieșirea montajului. În cazul apariției unui semnal electric generat de microfon, semnalul de la magnetofon este micșorat de divizorul de tensiune *R4 R13*, activat de comutatorul electronic care în acest caz pune practic la masă o bornă a rezistorului *R13*. Ulterior, cele două semnale electrice (cel de la magnetofon, micșorat și cel de la microfon, amplificat) se însumează și apar la ieșirea montajului.

După realizarea practică, în funcție de necesități, valorile rezistențelor R10 și R13 se pot modifica (în limita de 20%) în scopul obținerii unui mixaj electronic cu ponderea dorită a celor două semnale inițiale însumate

6.10 VU-METRE

VU-metrul este un montaj electronic care are ca scop indicarea vizuală a amplitudinii unui semnal de audiofrecvență. VU-metrul oferă o indicație continuă a amplitudinii tensiunii de ieșire instantanee, deci a puterii instantanee debitate de un amplificator de audiofrecvență în momentul redării unui program muzical sonor.

În fig. 6.10 este prezentată schema electrică a unui VU-metru. Semnalul util se aplică inițial unui etaj de amplificare care conține tranzistorul *T1* și care are rolul de a mări nivelul în scopul prelucrării ulterioare. Semnalul amplificat este apoi aplicat unui redresor cu dublare de tensiune, care furnizează o tensiune continuă variabilă în funcție de nivelul semnalului audio inițial. Tensiunea continuă provenită de la redresor este aplicată la intrarea etajului de adaptare care conține tranzistoarele *T2*, *T3*. Ele sînt amplasate în cadrul montajului ca repetoare pe emitor. Din

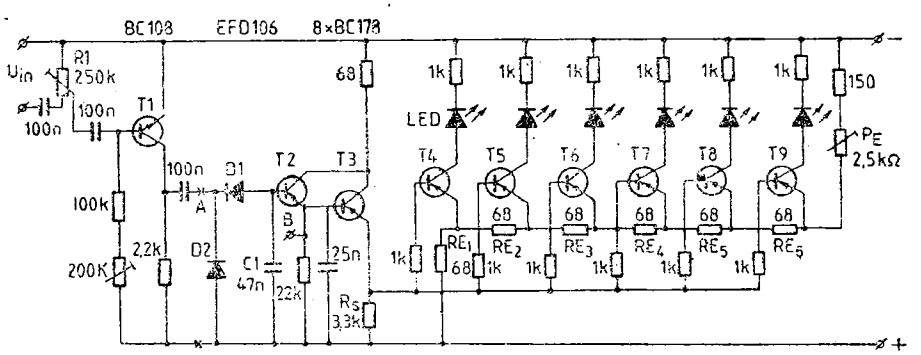


Figura 6.10 VU-metru — varianta 1.

emitorul lui *T3* semnalul continuu este aplicat etajului indicator care conține tranzistoarele *T4* — *T9*, fiecare dintre ele cu un LED în colector

În funcție de nivelul tensiunii continue tranzistoarele *T4* — *T9* intră succesiv în starea de conducție și determină astfel iluminarea LED-urilor. Cu cît nivelul tensiunii continue este mai mare, cu atît sînt activate un număr mai mare de tranzistoare, indicîndu-se astfel vizual nivelul ten

siunii semnalului audio util, deci nivelul puterii debitate de amplificatorul aparatului electroacustic. Reglajele finale (0 dB pentru penultimul tranzistor) se realizează acționînd cursoarele potențiometrelor *P1* și ulterior P_E.

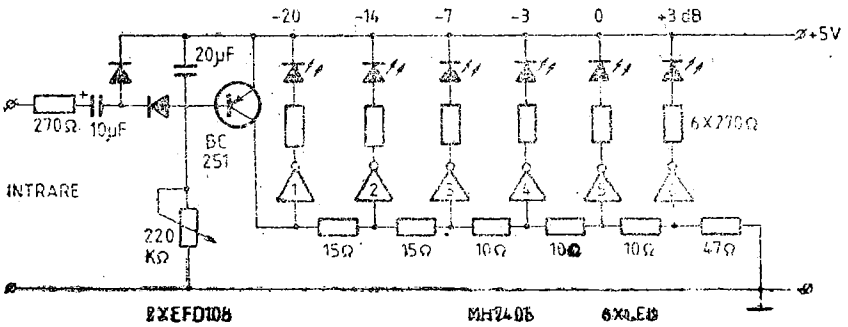


Figura 6.11 VU-metru — varianta 2.

Schema electrică prezentată în fig. 6.11 funcționează pe același principiu. În acest caz, ca elemente active se folosesc amplificatoarele operaționale ale circuitului integrat MH 7405.

6.11 GENERATOR SINUSOIDAL AF

Utilitatea unui generator sinusoidal de audiofrecvență în dotarea proprie a unui constructor amator este incontestabilă. Cu un astfel de generator, care acoperă întreaga bandă de audiofrecvență (10 Hz — 20 kHz) se pot realiza reglaje de precizie ale aparaturii electroacustice. Folosind un osciloscop se pot vizualiza formele de undă ale unui semnal de audiofrecvență care parcurge toate blocurile funcționale ale unui aparat electroacustic.

Montajul prezentat se alimentează de la o sursă dublă de $\pm$ 15 V. Performanțe:

— curentul consumat de montaj 30 mA
— game de frecvență: 20 Hz — 200 Hz
200 Hz — 2 kHz
2 kHz — 20 kHz
— tensiunea de ieșire 1,5 V
— stabilitatea tensiunii de ieșire $\pm$ 0,1 dB
— distorsiuni armonice totale $\leq$ 0,1%

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 6.12. Blocurile funcționale care includ amplificatoarele operaționale *CI1* și *CI2* reprezintă filtre trece-tot, care utilizează rețele de tipul RC. Aceste filtre sînt conectate în serie, în scopul asigurării defazajului necesar. Fiecare filtru asigură un defazaj de 90° iar distorsiunile THD sînt minimizate prin stabilirea ulterioară a amplitudinii oscilațiilor. Comutatorul *K1* asigură selecția domeniilor de frecvență în care funcționează oscilatorul. Reglajul fin în interiorul gamei de frecvențe prestabilite este asigurat de potențiometrul dublu *P1*. Amplificatorul operațional *CI3* realizează un defazaj de

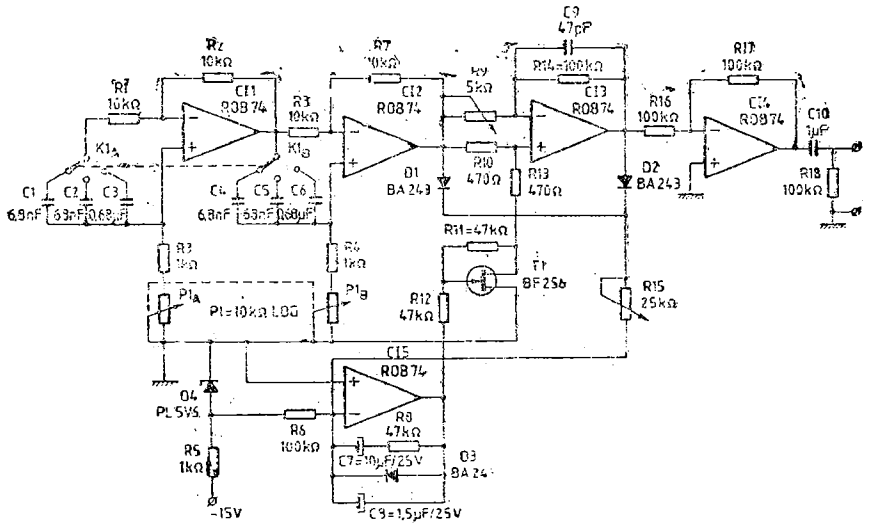


Figura 6.12 Generator sinusoidal AF.

180° şi totodată amplifică semnalul aplicat pe intrarea inversoare, astfel încît să fie îndeplinită condiţia de întreţinere continuă a oscilaţiilor.

În paralel cu rezistenţa *R14* se află amplasat condensatorul *C9*. Acesta realizează o reacţie negativă aplicată lui *CI3* astfel încît posibilitatea de oscilaţie a montajului deasupra frecvenţei de 100 kHz să fie suprimată cu desăvîrşire. Concomitent, semnalele de ieşire preluate de la amplificatoarele *CI2* şi *CI3* sînt aplicate diodelor *D1* şi *D2*, în scopul redresării. Prin intermediul potenţiometrului semireglabil *R15* semnalul pulsatoriu obţinut este aplicat la intrarea inversoare a amplificatorului operaţional *CI5*, care are rolul de integrator. Totodată, acesta compară semnalul redresat cu o tensiune de referinţă furnizată de dioda Zener *D4*.

Tensiunea continuă obţinută la ieşirea lui *CI5* determină nivelul de conducţie al tranzistorului *T1* de tip FET, amplasat în cadrul montajului ca rezistenţă comandată în tensiune. În acest fel este controlat în mod continuu nivelul de ieşire (amplificarea) lui *CI3*. Practic se menţine o amplitudine constantă a tensiunii de ieşire a montajului pentru orice frecvenţă de lucru aleasă.

Condensatorul C8 din bucla de reacţie negativă a amplificatorului operaţional *CI5* realizează funcţia de integrare a semnalului destinat comenzii în curent continuu a lui *T1*. Grupul *C7 R8* are rolul de suprimare a fluctuaţiilor active proprii tensiunii continue de comandă, asigurînd constanta de timp convenabil aleasă. *D3* are rolul de protejare a lui *T1* împotriva tensiunilor pozitive ce depăşesc valoarea de 0,6 V. *R11* şi *R12* au rolul de liniarizare a caracteristicilor tensiune-curent proprii tranzistorului *T1*. Amplificatorul operaţional *CI4* realizează un etaj tampon între oscilator şi ieşirea montajului, asigurînd totodată o impedanţă de ieşire convenabilă (scăzută).

Montajul se realizează pe o plăcuţă de sticlostratitex dublu placat cu cupru. Se recomandă ca traseele de alimentare să fie duse pe partea cu piese, iar restul conexiunilor pe partea cealaltă a plăcuţei. La realizarea practică a montajului se folosesc componente electrice de cea mai bună

calitate. Se recomandă folosirea unor condensatoare cu mică la grupurile simetrice care stabilesc benzile de frecvență de lucru (*C1—C4*, *C2—C5*, *C3—C6*).

Chiar în apropierea pinilor de alimentare ai circuitelor integrate obligatoriu se amplasează cîte un condensator de 0,1 μF conectat între sursa de tensiune și masa montajului (componente nefigurate pe schema electrică!). Acest lucru are ca scop protecția circuitelor integrate la unele semnale aleatorii care ar putea apare datorită unor regimuri tranzitorii de lucru și s-ar putea propaga pe partea de alimentare a circuitelor integrate. Fiecare componentă electrică se verifică înainte de plantarea pe plăcuța de circuit imprimat. O atenție deosebită se dă montării circuitelor integrate. Conductoarele care realizează legătura galvanică între comutatorul *K1* și cosele prevăzute pe plăcuța de cablaj imprimat sînt obligatoriu ecranate. Același lucru este valabil pentru potențiometrul *P1*.

Se alimentează montajul de la sursa dublă de tensiune $\pm$ 15 V. Potențiometrul semireglabil R15 (cursorul) se acționează într-o poziție de mijloc. Ulterior, se acționează potențiometrul semireglabil *R9* astfel încît tensiunea continuă de la ieșirea amplificatorului operațional *CI5* să fie de $-1 \ldots -2$ V. Se acționează din nou cursorul lui *R15* astfel încît la ieșirea montajului să se obțină o tensiune alternativă de 1,5 V. Montajul se ecranează obligatoriu.

6.12 CONTROLUL VOLUMULUI ÎN CURENT CONTINUU

Montajul din fig. 6.13 înlătură inconvenientul trecerii unui semnal de audiofrecvență printr-un potențiometru de reglaj, care în timp se poate degrada și deveni o sursă sigură de zgomot. Semnalul audio se aplică prin intermediul condensatorului *C1* etajului defazor care conține tranzistorul *T1*. Față de semnalul din emitorul tranzistorului *T1*, semnalul din colector este defazat cu 180°. Dacă în baza tranzistorului *T1* s-a aplicat semnalul *a*, în emitor se găsește semnalul *A*, iar în colector $-A$. Cele două semnale *A* și $-A$ se însumează ulterior prin intermediul rezistențelor *R5*, *R6* și al

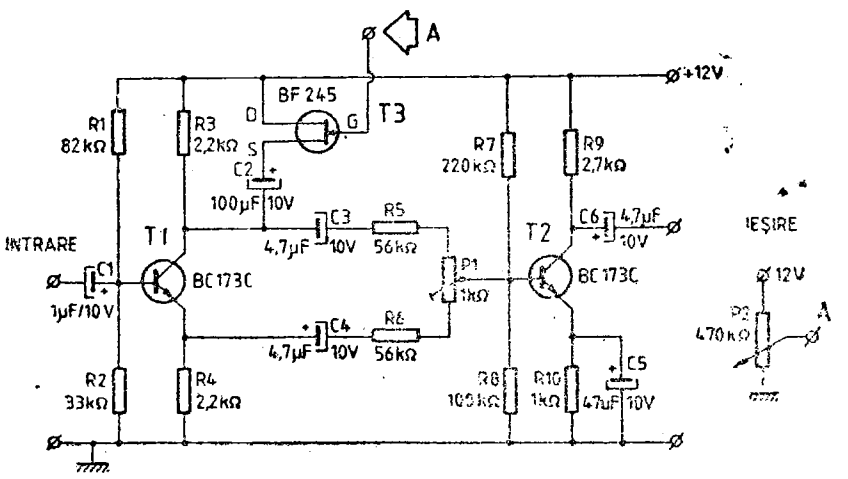


Figura 6.13 Controlul volumului în curent continuu.

potențiometrului semireglabil *P1*. Modificînd poziția cursorului potențiometrului *P1* se poate realiza mixarea în așa fel încît semnalul aplicat la intrarea etajului care conține tranzistorul *T2* (în baza acestuia) să fie nul. Tranzistorul *T3* îndeplinește rolul unei rezistențe comandate în tensiune. Aplicînd o tensiune pozitivă pe grila lui *T3* (FET), rezistența acestuia dintre sursă și drenă scade, scurtcircuitînd în mod progresiv semnalul —*A* preluat din colectorul tranzistorului *T1* prin intermediul condensatorului *C3*. Rezultă că, modificînd potențialul continuu aplicat pe grila tranzistorului *T3*, se mărește în mod progresiv nivelul semnalului de audiofrecvență captat de tranzistorul *T2* prin intermediul potențiometrului *T1*. În acest mod se poate regla nivelul semnalului de audiofrecvență preluat din colectorul tranzistorului *T2* prin intermediul condensatorului *C6*.

Deci, prin modificarea unui potențial de curent continuu se realizează reglajul nivelului semnalului de audiofrecvență, fără a interveni direct asupra lui. Avantajul este că eventualele imperfecțiuni ale potențiometrului *P2* nu mai influențează direct amplitudinea semnalului de audiofrecvență modificat, oricum variațiile fiind nesemnificative pentru modificarea nivelului. Practic, se elimină posibilitatea apariției zgomotului generat de orice potențiometru amplasat pe traseul semnalului de audiofrecvență. Imperfecțiunile potențiometrului de reglaj al volumului se traduc practic în variații nesemnificative ale nivelului semnalului audio util, nesesizabile de ureche.

Performanțele montajului sînt :

— curent maxim consumat 5 mA
— impedanța de intrare 30 kΩ
— impedanța de ieșire 2 kΩ
— banda de frecvență utilă 40 Hz — 25 kHz
— tensiunea de intrare maximă 100 mV
— tensiunea de ieșire maximă 1 V
— distorsiuni armonice totale $\leqslant$ 0,6%.

7 INDICAȚII CONSTRUCTIVE GENERALE

7.1 REALIZAREA CABLAJULUI IMPRIMAT

Realizarea cablajului imprimat reprezintă o operațiune de bază în practica electronică. Modul de realizare a cablajului imprimat și prescripțiile respectate pentru această operațiune determină de cele mai multe ori calitatea finală a oricărui montaj electronic. La realizarea unui cablaj imprimat se parcurg următoarele etape:

— proiectarea cablajului;
— pregătirea plăcuței de cablaj imprimat pentru desenare;
— trasarea cablajului imprimat;
— „developarea" cablajului imprimat.

Proiectarea cablajului imprimat constă în alegerea traseelor de interconectare a componentelor electronice de circuit ținînd cont de configurația schemei electrice și de gabaritul acestora.

La realizarea oricărui cablaj imprimat pentru un montaj electronic destinat a funcționa în aparatura de audiofrecvență se ține cont de următoarele cerințe obligatorii:

— păstrarea structurii fizice cu cuadripoli a configurației montajului electronic;

— realizarea unor conexiuni de lungime cît mai scurtă între componentele electronice;

— realizarea unui traseu de masă cît mai lat (de minim 3 mm);

— prevederea în montaj a coselor pentru interconectare cu alte blocuri sau elemente electronice a intrării, ieșirii și a unor componente de reglaj externe (potențiometre, comutatoare etc.);

— prevederea coselor pentru conectarea ecranului de la cablul ecranat, pentru conexiunile ce privesc semnalul audio util.

Pregătirea plăcuței de cablaj imprimat constă inițial în decuparea ei la dimensiunile necesare. Ulterior, stratul de cupru se curăță de oxizi prin șlefuire cu un șmirghel fin (pentru a nu subția stratul de cupru), pînă la obținerea unei suprafețe plane lucioase, cu aspect uniform. Apoi se aplică peste plăcuță desenul cablajului imprimat și se fixează cu bandă adezivă. Se marchează cu un punctator toate găurile de trecere și fixare. Se îndepărtează desenul cablajului, se dau găurile de trecere, se refinisează plăcuța tot cu un șmirghel fin și apoi se degresează cu spirt sau tiner.

Realizarea traseelor de cablaj imprimat se face cu ajutorul unui trăgător de tuş sau cu un trăgător confecţionat dintr-un ac de seringă pregătit în acest scop (vezi fig. 7.1). Se foloseşte pentru trasare vopsea diluată cu tiner, cerneală serigrafică sau o soluţie 1/4 colofon 3/4 tiner colorată cu cîteva picături din pasta unui pix. Se lasă la uscat plăcuţa pînă la uscarea deplină a traseelor desenate.

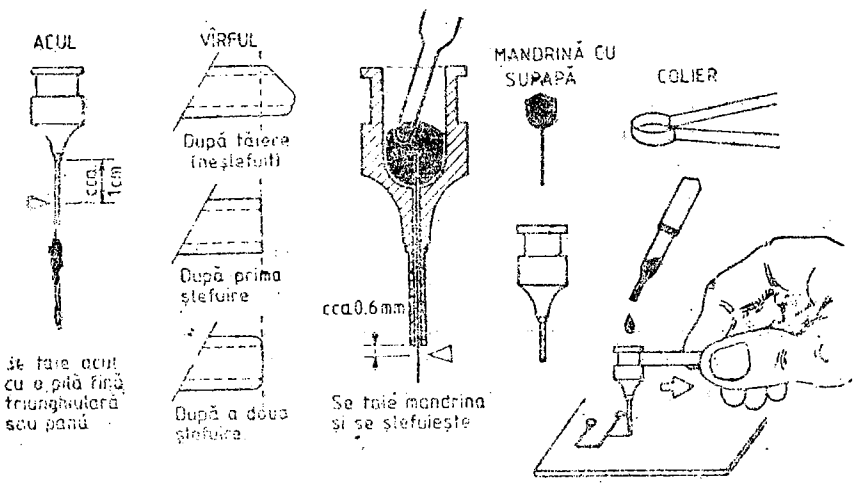


Figura 7.1 Realizarea trăgătorului pentru desenat cablaje imprimate.

„Developarea" se face introducînd plăcuţa de cablaj desenată într-o soluţie de clorură ferică. Plăcuţa se lasă în soluţie pînă ce stratul de cupru de pe porţiunile nedesenate este îndepărtat (se verifică periodic acest lucru la intervale scurte de timp). Se scoate plăcuţa din soluţia de clorură ferică, se spală bine cu apă şi apoi se usucă. Se îndepărtează vopseaua de pe traseele desenate prin ştergere cu o cîrpă îmbibată cu tiner sau acetonă. Ulterior se acoperă traseele de cupru cu o soluţie formată din colofoniu şi 4/5 diluant, după care se cositoresc toate traseele (cu atenţie pentru a nu astupa găurile de trecere unde vor fi plantate componentele).

După această operaţie plăcuţa de cablaj imprimat este pregătuită pentru a fi dotată cu componentele electrice conform schemei electrice.

7.2 TEHNICA LIPIRII COMPONENTELOR ÎNTR-UN MONTAJ ELECTRONIC

Prin lipire se înţelege — în sensul lucrării de faţă — îmbinarea a două sau mai multe repere metalice între ele, la cald, cu ajutorul unui metal de adaos. Părţile metalice ale pieselor îmbinate reprezintă metalele de bază, iar metalul de adaos este aliajul de lipit. Acesta are temperatura de topire inferioară celei pe care o au metalele de bază ale pieselor îmbinate. Se menţionează că îmbinarea părţilor metalice ale pieselor se poate face prin sudură, dar în acest caz are loc topirea acestora, pe cînd lipirea se face numai prin încălzirea lor şi compactizarea mecano-electrică datorată aliajului de lipit.

Aliajul de lipit în stare fluidă, ca orice lichid care „umezeşte", are proprietăţi de capilaritate şi în acest fel el pătrunde în interstiţiile dintre

piesele care se lipesc. Atunci cînd suprafeţele metalelor de bază prezintă o rugozitate mai mare, acest lucru provoacă fenomenul de capilaritate şi astfel „umezirea" este mult favorizată. Cînd rugozitatea pieselor metalice prezintă o serie de caroiaje care se intersectează în multe părţi, „umezirea" metalelor de bază se face în condiţii optime, fapt care permite în final obţinerea unei lipiri de bună calitate.

Se menţionează că o rugozitate prea mare nu este de dorit, deoarece în acest caz „umezirea" metalelor de bază va fi limitată.

Lipirea a două sau mai multe piese metalice prezintă următoarele etape:

— încălzirea metalelor de bază pînă la temperatura apropiată celei de topire a aliajului pentru lipit;

— topirea aliajului pentru lipit;

— „umezirea" metalelor de bază cu aliajul de lipit în stare lichidă şi încărcarea lor cu acesta;

— dizolvarea suprafeţei metalelor de bază „umezite" în zona lipiturii şi difuziunea reciprocă a celor două metale (metale de bază — metal aliaj de lipit);

— răcirea şi solidificarea aliajului de lipit, care oferă prin solidificare compactizarea mecanică a pieselor metalice.

Pentru realizarea lipiturilor între părţile metalice ale componentelor sînt necesare următoarele:

— ciocanul electric de lipit, care reprezintă sursa de energie termică necesară încălzirii părţilor metalice ale pieselor şi a aliajului de lipit;

— lacul (fluxul) decapant, care are rolul de facilitare al lipirii. Se recomandă obţinerea unei soluţii prin dizolvarea în spirt a colofoniului (sacîzului): 1 parte colofoniu + 3 părţi spirt. Soluţia obţinută se păstrează într-o sticlă cu dop bun pentru a împiedica evaporarea spirtului. Se vor evita cu stricteţe pastele de lipit acide, care se folosesc la lipirea pieselor metalice din fier, deoarece în 95% din cazuri fluxul acid corodează lipitura în timp şi provoacă mari neajunsuri în funcţionarea montajului electronic;

— aliajul de lipit, de tip fludor. Acesta reprezintă un amestec de plumb şi staniu astfel dozat încît să optimizeze rigiditatea mecanică a lipirii şi totodată să se topească la o temperatură cît mai scăzută, de cca 180 — 220°C. Fludorul prezintă o formă tubulară şi în majoritatea cazurilor el conţine în interior un fondant suplimentar care favorizează lipirea;

— şmirghel fin, o pilă fină şi o lamă, pentru curăţirea de bavuri, oxizi sau alte impurităţi a suprafeţelor metalice ce urmează a fi lipite.

Modul de lucru este următorul:

1. Se curăţă de oxizi, bavuri, impurităţi suprafeţele pieselor metalice ce urmează a fi lipite (chiar dacă sînt curate, se „netezesc" cu şmirghel în scopul realizării „caroiajului" care favorizează lipirea).

2. Imediat ce au fost debavurate şi şmirgheluite, piesele se pensulează cu o peliculă de flux decapant (colofoniu dizolvat în spirt).

3. Se asamblează mecanic reperele ce urmează a fi lipite. În cazul montării pieselor electronice pe o placă de cablaj imprimat, acestea vor avea terminale care vor depăşi cu circa 1—1,5 mm suprafaţa cablajului imprimat. În cazul lipirii a două sau mai multe conductoare, se recomandă răsucirea lor prealabilă pentru rigidizare iniţială mecanică.

4. Se pregăteşte ciocanul de lipit în vederea efectuării lipirii. Pentru acest lucru se lasă ca vîrful metalic din cupru să se încălzească. Apoi, cu pila fină, se curăţă vîrful de oxizi, bavuri şi imediat se aplică un strat de

fludor. În acest fel aliajul de lipit va adera imediat la vîrful ciocanului de lipit, producîndu-se „umezirea" acestuia cu el.

5. Se încălzesc piesele metalice ce urmează a fi lipite aplicînd pe acestea vîrful ciocanului de lipit (circa 1/2 secunde) și imediat se aplică în acel loc și fludorul, pînă ce se formează picătura de aliaj care va rigidiza piesele.

6. Se îndepărtează de la locul lipirii întîi fludorul, apoi vîrful ciocanului de lipit.

După cîteva zeci de lipiri se va obține îndemînarea necesară. Primul lucru de care depinde funcționarea unui montaj electronic este calitatea lipiturilor.

În vederea îndepărtării grăsimilor sau prafului de pe piese ce urmează a fi lipite, se recomandă spălarea lor cu o vată îmbibată cu tiner sau spirt. Acest lucru se face în special la cablajele imprimate (după șmirgheluire).

Pentru îndepărtarea emailului care protejează firele foarte subțiri din cupru, argint etc. (sau lița de radiofrecvență), se așează pe o pastilă de aspirină porțiunea ce urmează a fi cositorită. Prin presarea cu vîrful ciocanului de lipit, pelicula de email dispare (a nu se inhala „fumul" care apare în timpul dezizolării, deoarece este nociv).

7.3 ANSAMBLUL ELECTROACUSTIC

După realizarea, testarea și aducerea la parametrii nominali a blocurilor funcționale ale unui complex electroacustic construit prin mijloace proprii apare problema integrării generale într-o construcție unitară, comodă în ceea ce privește comenzile și totodată cu un design plăcut. Majoritatea firmelor producătoare de aparataj electroacustic au ajuns la soluții constructive asemănătoare în ceea ce privește dimensiunile și amplasamentul general al elementelor funcționale.

Problemele esențiale cu care se confruntă constructorul amator la realizarea unui ansamblu electroacustic sînt următoarele:

— realizarea incintelor (cutiilor);

— realizarea panourilor frontale pentru incinte;

— realizarea suportului general (rack-ul) pentru toate aparatele electroacustice din dotare (magnetofon, pick-up, stație de amplificare etc.).

Construirea practică a incintelor pentru orice aparat din lanțul electroacustic depinde de funcțiunile acestuia. Incinta (cutia) pentru stația de amplificare se realizează din tablă de fier de grosime 1 ÷ 1,5 mm. Suprafețele incintei se acoperă cu un grund anticoroziv, care oferă o protecție sigură la umezeală și împotriva apariției ruginei. Ulterior, suprafețele exterioare ale incintei se vopsesc de preferință cu o vopsea mată închisă la culoare (similară cu culoarea boxelor) prin pulverizare.

Panoul frontal al incintei stației de amplificare se realizează din tablă de aluminiu. După efectuarea decupărilor pentru comenzi (butoane, comutatoare etc.) și semnalizări (VU-metre, LED-uri pentru semnalizarea comenzilor etc.), panoul frontal se finisează prin șlefuire progresivă cu șmirghel din ce în ce mai fin. După șlefuire panoul frontal se spală cu apă și săpun. Ulterior, după spălare, panoul frontal se introduce într-o soluție de sodă caustică (concentrație de cca 30%) pentru ca suprafețele să capete un aspect rigid și uniform din punct de vedere al culorii metalului. După acest lucru panoul frontal se spală foarte bine cu apă, se usucă, se șterge cu spirt pentru degresarea finală și ulterior se inscripționează comenzile și semnali-

zările. Pentru acest lucru se foloseşte tuş negru aplicat cu ajutorul unui trăgător de tip Rotring. Scrierea se execută obligatoriu folosind un şablon adecvat pentru cifre şi litere. După uscarea tuşului (cca 3 ore de la scriere) suprafaţa frontală inscripţionată se acoperă cu un strat subţire de nitrolac aplicat prin pulverizare.

Suportul general al unui complex electroacustic (rack-ul) se realizează astfel încît construcţia obţinută să prezinte următoarele calităţi :

— robusteţe şi totodată un aspect plăcut ;

— integrarea din punct de vedere al aspectului şi coloritului în ambianţa mobilei din camera respectivă ;

— accesul uşor şi rapid la toate aparatele care fac parte din lanţul electroacustic (mai puţin boxele).

Suportul general are aspectul unei etajere cu rafturi suprapuse pe care aparatele electroacustice şi dotările lor se dispun de obicei în următoarea ordine (de sus în jos) :

— pick-up ;

— magnetofon (casetofon) ;

— radio (tuner) ;

— staţie de amplificare ;

— suport general pentru discuri, benzi magnetice etc.

Se are în vedere ca aparatele electroacustice să nu fie amplasate înghesuit, pentru a fi asigurată o ventilaţie corespunzătoare pentru fiecare dintre ele. Dimensiunile şi designul suportului general pentru aparatele electroacustice rămîn la latitudinea constructorului amator, care va ţine cont de toate precizările menţionate anterior.

BIBLIOGRAFIE

1. Apostol F., Ionescu E., *Difuzoare*, Ed. Tehnică, București 1964
2. Barna A., *Amplificatoare operaționale*, Ed. Tehnică, București 1974
3. Băjeu G., Stancu Gh., *Generatoare de semnale sinusoidale*, Ed. Tehnică, București 1979
4. Bărbat B., Presură Gh., ș.a., *Amplificatoare de audiofrecvență*, Ed. Tehnică, București 1972
5. Bițoiu A., ș.a., *Practica electronistului amator*, Ed. Albatros, București 1964
6. Bodea M., Vătășescu A. ș.a., *Circuite integrate liniare, manual de utilizare, vol. 1—4*, Ed. Tehnică
7. Bulucea C., Vais M. ș.a., *Circuite integrate liniare*, Ed. Tehnică, București 1975
8. Ciugudea M., *Proiectarea unor circuite electronice*, Ed. Facla, Timișoara 1983
9. Ciugudea M. ș.a., *Circuite integrate liniare, aplicații*, Ed. Facla, Timișoara 1986
10. Csabai D., *Tehnica sonorizării*, Ed. Tehnică, București 1983
11. Dascălu D., Turic L. ș.a., *Circuite electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică 1981
12. Dragu I., Iosif I., *Amplificatori operaționali*, Ed. Militară, București 1981
13. Feștilă L., Simion E. ș.a., *Amplificatoare audio și sisteme muzicale*, Ed. Dacia 1990
14. Găzdaru D., ș.a., *Îndrumar pentru electroniști, radio și televiziune*, Vol. 1, Ed. Tehnică, București 1987
15. Herșcovici H., *Circuite integrate în aparatura de automatizare*, Ed. Tehnică, București 1976
16. Hull M. D., *Audio amplifier systems*, Philips 1972
17. Iosif I. M., *Radiofonie pentru tineret*, Ed. Militară, București 1986
18. IPRS—Băneasa, *Circuite integrate liniare — Catalog*, 1981
19. Lozneanu Șt. ș.a., *Memoratorul radiotehnicianului*, Ed. Junimea, Iași 1985
20. Markus, J., *Electronic circuits manual*, McGraw — Hill, USA 1971
21. Marian E. ș.a., *Montaje electronice de vacanță*, Ed. Albatros 1988
22. Miron C., *Introducere în circuite electronice*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca 1983
23. Opresecu G. D., *Hi-Fi ABC*, Ed. Albatros, București 1971
24. Ponner I., *Electronică industrială*, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1972
25. Răpeanu R. ș.a., *Circuite integrate analogice, Catalog*, Ed. Tehnică, București 1983
26. Radu O., *Componente electronice pasive*, Ed. Tehnică, București 1984
27. Ristea I., *Manualul muncitorului electronist*, Ed. Tehnică, București 1981
28. Simion E. ș.a., *Montaje electronice cu circuite integrate*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca 1986
29. Schlet Z. ș.a., *Semiconductoare și aplicații*, Ed. Facla 1981
30. Stanomir D., *Electroacustica*, Ed. Didactică și Pedagogică, București 1968
31. Stanomir D., *Sisteme electroacustice. Cîmpul, radiația și transducția*, Ed. Tehnică, București 1984
32. Vătășescu A. ș.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie*, Ed. Tehnică, București 1971
33. *** Colecția revistei *Tehnium* 1980—1990
34. *** Colecția revistei *Le haut parleur* (Franța) 1970—1984
35. *** Colecția revistei *Radio* (URSS) 1972—1981
36. *** Colecția revistei *Audio Magazine* (Anglia) 1968—1987

Ing. Emil Marian (n. 1950) a absolvit Facultatea de Electrotehnică a Politehnicii din București. Lucrează la ICPE, ocupîndu-se în special de domeniul mașinilor electrice. Este autorul mai multor invenții brevetate. În paralel, Emil Marian este un pasionat al electronicii, colaborator permanent al cunoscutei reviste „Tehnium", în care publică din 1981. Preocupările sale privesc în principal circuitele și aparatele de audiofrecvență. Este coautor al volumului „Montaje electronice de vacanță" (Ed. Albatros, 1987).

Pentru electroniștii amatori sau mai mult decît amatori, cartea inginerului *Emil Marian* oferă zeci de scheme de audiofrecvență comentate. În capitole succesive, autorul parcurge toate blocurile funcționale principale ale unui lanț de audiofrecvență, începînd cu preamplificatoarele și terminînd cu amplificatoarele de mare putere. O atenție specială a primit un domeniu mai puțin tratat în literatura românească: reducerea zgomotului. Printre diversele sisteme de reducere a zgomotului prezentate în carte este inclus și faimosul *Dolby B*, descris pe larg în configurația sa completă.

Schemele electrice sînt însoțite de explicații cu privire la funcționare și de indicații utile pentru realizarea practică a montajelor. Sînt precizate în fiecare caz performanțele montajelor (cîștig, bandă de frecvențe, distorsiuni etc.), dintre care multe intră în categoria *Hi-Fi*.

ISBN 973 - 31 - 0437 -X